

Запорізький національний технічний університет

**ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА
ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА**



НАУКОВИЙ ЖУРНАЛ

1'2010

(січень)

**Виходить двічі на рік
(січень, липень)**

Видається з травня 1999 року.

**Зареєстрований 29 січня 2003 року Державним комітетом
інформаційної політики, телебачення та радіомовлення України,
Свідоцтво – серія КВ № 6905.**

Засновник і видавник: Запорізький національний технічний університет

**Запоріжжя, ЗНТУ
2010**

ISSN 1607-6761

Постановою ВАК України №1-02/5 від 10.05.2000 р. журнал «Електротехніка та електроенергетика» (скорочена назва – Е&Е), який видається з 1999 року, включений до переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата технічних наук.

Інтернет-сторінка журналу: <http://journal.zntu.edu.ua/et/index.php?page=index>.

Статті, що публікуються в журналі, реферуються в базах даних та РЖ ВІНІТІ (Росія) і «Джерело» (Україна). Журнал Е&Е міститься у міжнародній базі наукових видань Index Copernicus (<http://journals.indexcopernicus.com/index.php>), електронна копія журналу розміщена на сайті Національної бібліотеки України імені В. І. Вернадського НАН України у розділі «Наукова періодика України» за адресою: <http://nbuv.gov.ua/portal/>.

Журнал розповсюджується за Каталогом періодичних видань України (передплатний індекс – 22913).

Науковий журнал друкує наукові праці, теоретичні розробки, довідкові матеріали про розробки підприємств, вищих навчальних закладів, НДІ у галузі електротехніки, електроенергетики у відповідності з рубриками:

1. Електротехніка.
2. Електроенергетика.

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ

Головний редактор д.т.н., Потапенко Є. М.

Заст. гол. редактора к.т.н., Байша О. І.

Члени редколегії:

Андрієнко П. Д.	д.т.н.	Півняк Г. Г.	д.т.н., академік НАНУ
Биковський О. Г.	д.т.н.	Піза Д. М.	д.т.н.
Зіновкін В. В.	д.т.н.	Пуйло Г. В.	д.т.н.
Кириленко О. В.	д.т.н., академік НАНУ	Труфанов І. Д.	д.т.н.
Клепіков В. Б.	д.т.н.	Чумаченко В. П.	д.ф.-м.н.
Метельський В. П.	к.т.н.	Яримбаш С. Т.	к.т.н.
Онуфрієнко В. М	д.ф.-м.н.		

Рекомендовано до видання Вченою радою Запорізького національного технічного університету, протокол № 2 від 28.09.2009 року.

Рукописи проходять незалежне рецензування із залученням провідних фахівців, за результатами якого редакційна колегія приймає рішення про опублікування. У разі невідповідності матеріали не повертаються авторові.

Адреса редакції: 69063, м. Запоріжжя, вул. Жуковського, 64.
Тел.: (061) 7-698-296, факс: (061) 764-21-41.
E-mail: rvv@zntu.edu.ua

ЗМІСТ

I ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

И. А. Орловский ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ РЕЖИМА ДИЗЕЛЬ-ПОЕЗДА ДЕЛ-02 ВО ВРЕМЯ ЭКСПЛУАТАЦИИ И СРАВНЕНИЕ ИХ С МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛЬЮ	4
А. О. Лозинський, Л. І. Демків ДОСЛІДЖЕННЯ СТІЙКОСТІ СИСТЕМ З НЕСТІЙКОЮ ПІДСИСТЕМОЮ. ЧАСТИНА 1	19
Д. О. Кулагін, О. С. Качур, П. Д. Андрієнко РОЗРОБКА МОДЕЛІ МОДЕРНІЗОВАНОГО ЧАСТОТНО-КЕРОВАНОГО ТЯГОВОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА ЗІ ЗМІННИМ АЛГОРИТМОМ КЕРУВАННЯ ДИЗЕЛЬ-ПОЇЗДА ДЕЛ-02	30
V. I. Gurevich MICROPROCESSOR PROTECTION DEVICES: THE PRESENT AND THE FUTURE	34
Н. Н. Заблудский, А. В. Лупанов ОЦЕНКА ВРАЩАЮЩИХ МОМЕНТОВ В ТОРЦЕВЫХ ЗОНАХ ПОГРУЖНЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ МЕТОДАМИ ТЕОРИИ ПОЛЯ	43
С. М. Тиховод МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В НЕЛИНЕЙНЫХ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДИАКОПТИКИ И ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ВЫЧИСЛЕНИЙ	46
Л. М. Карпуков, Р. Ю. Корольков СИНТЕЗ МИКРОВОЛНОВЫХ ШЛЕЙФОВЫХ ФИЛЬТРОВ НИЗКИХ ЧАСТОТ ПО ФУНКЦИИ ФИЛЬТРАЦИИ	53

II ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

А. Г. Лохматов, П. В. Стрижак ПОРІВНЯННЯ СПОСОБІВ КЕРУВАННЯ ПРОДУКТИВНІСТЮ НАСОСНИХ УСТАНОВОК СІЛЬСЬКОГОСПОДАРСЬКОГО ПРИЗНАЧЕННЯ	57
А. П. Заболотний, Д. В. Федоша, Н. А. Кучерук, А. В. Присяжний АЛГОРИТМ ВИЗНАЧЕННЯ ОПТИМАЛЬНОЇ ТОПОЛОГІЇ РОЗПОДІЛЬНОЇ МЕРЕЖІ	62
А. П. Заболотний, Д. В. Федоша, К. І. Парусімова, С. В. Усенко АЛГОРИТМ ВИЗНАЧЕННЯ ПРОМІЖНИХ ВУЗЛІВ НАВАНТЕЖЕННЯ РАДІАЛЬНИХ РОЗПОДІЛЬЧИХ МЕРЕЖ	66
Д. А. Кончуковский МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ГАЗОРАЗРЯДНОЙ ЛАМПЫ ВЫСОКОГО ДАВЛЕНИЯ	72
В. В. Куш, Д. В. Журавлев, А. И. Назаров, М. А. Федотенко КОМБИНИРОВАННОЕ ФИЛЬТРОКОМПЕНСИРУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО	77

І. ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

УДК 629.424.2

И. А. Орловский канд. техн. наук

Запорожский национальный технический университет

Измерение параметров режима дизель-поезда ДЕЛ-02 во время эксплуатации и сравнение их с математической моделью

Приведена методика и результаты измерений параметров режима дизель-поезда ДЕЛ-02 для различных случаев в процессе эксплуатации. Выполнен анализ результатов и их сравнение с результатами моделирования, разработанной ранее математической модели асинхронного тягового электропривода дизель-поезда. Показаны изменения в математической модели физических величин, не измеряемых в процессе эксплуатации.

асинхронный тяговый электропривод, дизель-поезд, математическая модель, моделирование

Растет число мировых компаний операторов пассажирских перевозок, которые в проектах не электрифицированных участков железных дорог с небольшим пассажиропотоком [1] отдают предпочтение дизель-поездам (ДП). Во всех развитых странах разработаны концепции наполнения парка дизель-моторного вагонного подвижного состава, отвечающего современным требованиям. Для повышения технико-экономических показателей (скорости движения, экономичности, простоты обслуживания) в ДП серии ДЕЛ производства ХК «Лугансктепловоз» применен асинхронный тяговый электропривод (АТЭП), что стало возможным благодаря созданию мощных полностью управляемых силовых полупроводниковых приборов [1, 2]. В настоящее время четыре ДП находятся в эксплуатации и два в разработке. АТЭП обладает лучшими технико-экономическими показателями по сравнению с приводом постоянного тока. Однако, широкое внедрение на железных дорогах Украины АТЭП сдерживается трудностями создания его надежной и экономичной системы управления [3]. Проблемы создания такой системы вызваны 1) изменяющимися условиями работы ДП (изменяются профиль пути, условия сцепления колеса с рельсом, загруженность поезда, климатические условия, износ деталей ДП), 2) сложностью математического описания совместной работы дизеля, генератора, механического движения ДП и его частей, процессов в электрических цепях, 3) особенностями распределенной тяги, 4) невозможностью получения оптимальных алгоритмов управления из-за нелинейностей параметров АТЭП ДП [3]. В связи с этим, перспективной является разработка самонастраивающихся систем оптимального управления тяговым приводом,

обеспечивающих оптимальное согласование режимов работы силовых тяговых агрегатов АТЭП с учетом распределенной тяги, упругости механизмов и изменяющегося коэффициента сцепления колеса с рельсом. Представляет интерес использование в таких системах средств искусственного интеллекта [4–7].

Важным этапом проектирования оптимальных систем управления, обеспечивающих качественные характеристики АТЭП ДП в переходных и установившихся режимах работы, является разработка его математической модели, это позволяет формировать и исследовать динамические процессы в АТЭП ДП на стадии проектирования (аналитический синтез, анализ и компьютерное моделирование) и уменьшает трудоемкость и себестоимость исследований. Для этого с участием автора создана единая математическая модель электромеханической системы, включающая силовую электрическую схему, тяговым приводом, его систему управления и механическую часть ДП [8–10]. Предложено усовершенствование системы управления ДП, которое заключается в следующем: 1) применена векторная система управления ТАД, 2) задающим воздействием от контроллера машиниста принята скорость ДП (вместо мощности дизеля в существующей системе [1, 3]), 3) обороты дизеля поддерживаются автоматически по экономичной характеристике дизеля, 4) в системе управления распределенным приводом осуществлены дополнительные меры по обеспечению равенства моментов двигателей и снижению амплитуды колебаний между вагонами. Использование этой модели позволяет выявить основные факторы, определяющие движение ДП (колебания скоростей вагонов, тележек, колес, режимы буксования и юза, расход электрической энер-

© И. А. Орловский 2010 г.

гии), выполнить поиск настроек, обеспечивающих максимальное использование установленных мощностей, уточнить физические процессы, протекающие в АТЭП ДП. Было проведено исследование математической модели методом моделирования, однако отсутствовало сравнение результатов моделирования с данными режима реального оборудования.

Исследование параметров режима АТЭП тепловоза на математической модели рассмотрено в [11]. Модель состоит из синхронного генератора, трехфазного управляемого мостового выпрямителя, индуктивного фильтра, автономного инвертора тока, двух параллельно соединенных ТАД. В механической части привода рассматриваются два колесно-моторных блока тележки. Модель учитывает угловые колебания системы в продольно-вертикальной плоскости по отношению к оси пути и нелинейные характеристики сцепления колес с рельсами. Выполнен анализ динамики нештатных режимов, вызываемых отказами вентилей инвертора тока при отсутствии срабатывания защиты по управляющему электроду. Однако, в системе не моделируется работа дизеля, не учитываются упругости между тепловозом и вагонами и не выполнена проверка модели с реальным оборудованием.

Необходимым условием использования разработанных математических моделей является их точность, которую можно определить сравнением результатов моделирования с реальными данными режима работы оборудования. В [12] выполнена разработка системы управления, обеспечивающей движение тепловоза с тяговыми двигателями постоянного тока последовательного возбуждения без проскальзывания и максимальным использованием мощности дизеля, показана эффективность использования системы поосного регулирования касательной силы тяги. Исследования выполнялись на математической модели с последующей проверкой результатов на реальном тепловозе. При этом не рассматривался распределенный привод (такой как в ДП) и ТАД с силовыми преобразователями.

Исходя из проведенного анализа, в существующей научно-технической литературе отсутствуют данные

динамических режимов работы АТЭП ДП ДЕЛ-02 во время эксплуатации и не выполнено сравнение этих результатов с данными моделирования его математической модели.

Цель статьи. Описание методики и представление результатов измерения параметров режимов работы АТЭП ДП ДЕЛ-02 во время эксплуатации, их анализ и сравнение с данными, полученными методом моделирования его математической модели.

Общее устройство АТЭП ДП

Упрощенная схема ДП ДЕЛ-02, состоящего из трех вагонов: двух моторных (М1 и М2) и одного пассажирского, показана на (рис. 1). В каждом моторном вагоне установлено по два ТАД (обозначенных на рис. 1, как Д1, Д2, Д3, Д4), каждый из которых через редуктор приводит во вращение одну колесную пару. Связь между вагонами представляется упругим звеном без зазора и гасителей колебаний.

На рис. 1 для пояснения измеряемых далее величин сделаны следующие обозначения: m_1, m_2, m_3, m_4 – электромагнитные моменты, развиваемые двигателями Д1, Д2, Д3, Д4 соответственно; F_{C1}, F_{C2}, F_{C3} – силы сопротивления движению первого, второго и третьего вагонов соответственно; C_{12}, C_{23} – коэффициенты упругости между первым и вторым, и вторым и третьим вагонами; m_M – масса моторного вагона, m_P – масса пассажирского вагона; R_1, R_2, R_3, R_4 – радиусы колес первой, второй, третьей и четвертой моторной пары соответственно; V_1, V_2, V_3 – скорости первого, второго и третьего вагонов соответственно; F_{12}, F_{23} – силы, действующие через сцепки между первым и вторым, вторым и третьим вагонами поезда соответственно.

Функциональная схема тягового привода одного моторного вагона ДП ДЕЛ-02(04) приведена на рис. 2. Тяговые двигатели каждого моторного вагона питаются от синхронного генератора через неуправляемые выпрямители (В1 и В2) и автономные инверторы напряжения (АИН1 и АИН2). Генератор приводится во вращение дизелем, который оснащен электронным ре-

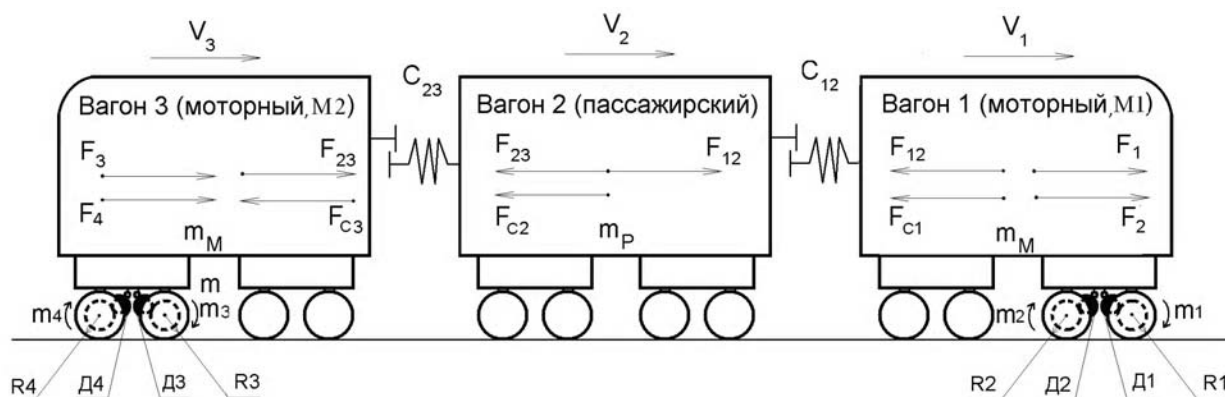


Рис. 1. Упрощенная схема ДП

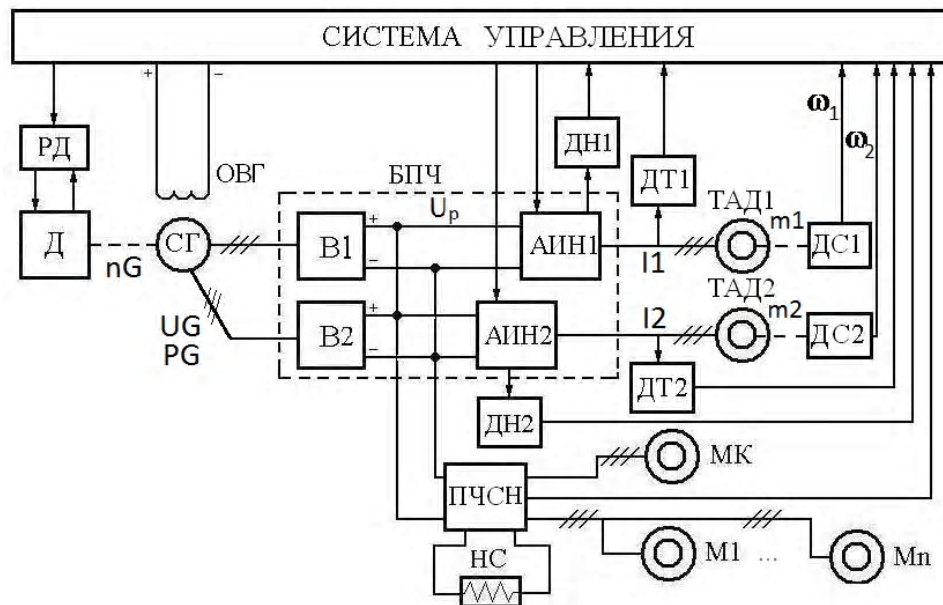


Рис. 2. Функциональная схема силовой электропередачи одного моторного вагона ДП ДЕЛ-02(04)

гулятором [1, 3, 13]. Для питания системы управления и вспомогательных механизмов (компрессоров, кондиционеров, отопительной системы и др.) установлен преобразователь частоты собственных нужд ПЧСН. АИН обеспечивают изменение амплитуды и частоты основных гармоник трехфазных напряжений, питающих ТАД [2]. В тяговом режиме мощность передается от источника питания к ТАД, а в режиме торможения – от ТАД к тормозным резисторам. На рис. 2 обозначены величины, измеряемые в процессе исследований.

Для управления движением поезда машинист задает частоту вращения дизеля (уровень мощности), изменяя позицию контроллера машиниста. Заданный уровень мощности, отработанный дизелем, сравнивается с используемой мощностью АТЭП и оборудования собственных нужд и по запасу свободной мощности изменяется ток в обмотке возбуждения синхронного генератора и, следовательно, выходное напряжение на его статорных обмотках. Характер движения ДП определяется свободной мощностью дизельной установки [1, 3]. Управление оборудованием осуществляет комплектное устройство автоматики. На вход его приходят сигналы от машиниста, сигналы управления мощностью от электронного регулятора дизеля и сигналы электрических и механических величин электропередачи.

Система управления напряжением ТАД выполнена на двухконтурной. Внешний контур регулирует возбуждение тягового синхронного генератора и задает величину напряжения, подводимого ко входу инверторов напряжения. Внутренний контур осуществляет регулирование частоты напряжения ТАД. Управление тяговыми инверторами выполняется по скалярному принципу: изменением частоты и амплитуды напряжения, которое подается на ТАД. При пуске регулирование

происходит по закону $U/f = \text{const}$, а в установившемся режиме – по экономичному закону М. П. Костенко [1, 3, 13].

При возникновении буксования колес система управления вырабатывает сигнал на уменьшение магнитного потока синхронного генератора, благодаря чему уменьшается напряжение на выходе генератора, падают моменты ТАД, уменьшается их угловая скорость и буксование исчезает. Далее система управления восстанавливает значение магнитного потока синхронного генератора. В режиме электрического торможения (до скоростей ДП, не превышающих 5 км/час) энергия от двигателя через автономный инвертор, работающий в данном режиме как выпрямитель, поступает в звено постоянного тока, где рассеивается в тормозном резисторе [1, 3].

Измерения параметров режимов работы АТЭП ДП в условиях эксплуатации

Для анализа работы ДП и сравнения измеренных параметров режима с математической моделью использовалась карта сокращенного продольного профиля пути Вапнярка-Христиновка, разработанная Одесжелдорпроект. Участки этой карты, при прохождении которых выполнялись измерения, приведены на рис. 3 и рис. 4, руководящий подъем составлял 11 тысячных, цифрами в кружках показаны участки пути для соответствующих случаев.

Исследования работы ДП в условиях эксплуатации выполнялись для четырех случаев.

Первый случай. Режим разгона при создании моментов всеми четырьмя двигателями. Запись значений величин осуществлялась каждые 0,2 с, что объясняется имеющимися возможностями существующей на ДП

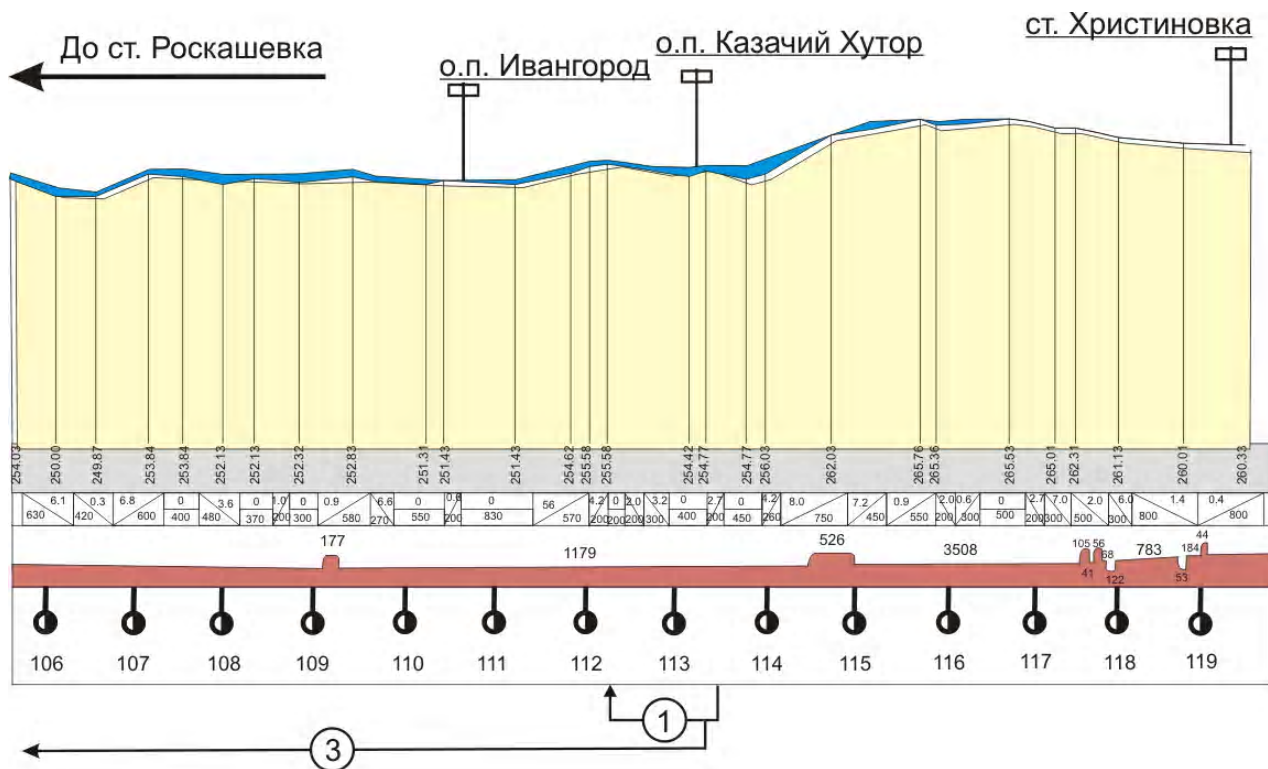


Рис. 3. Карта сокращенного профиля пути на первых километрах от Христиновки до Вапнярки

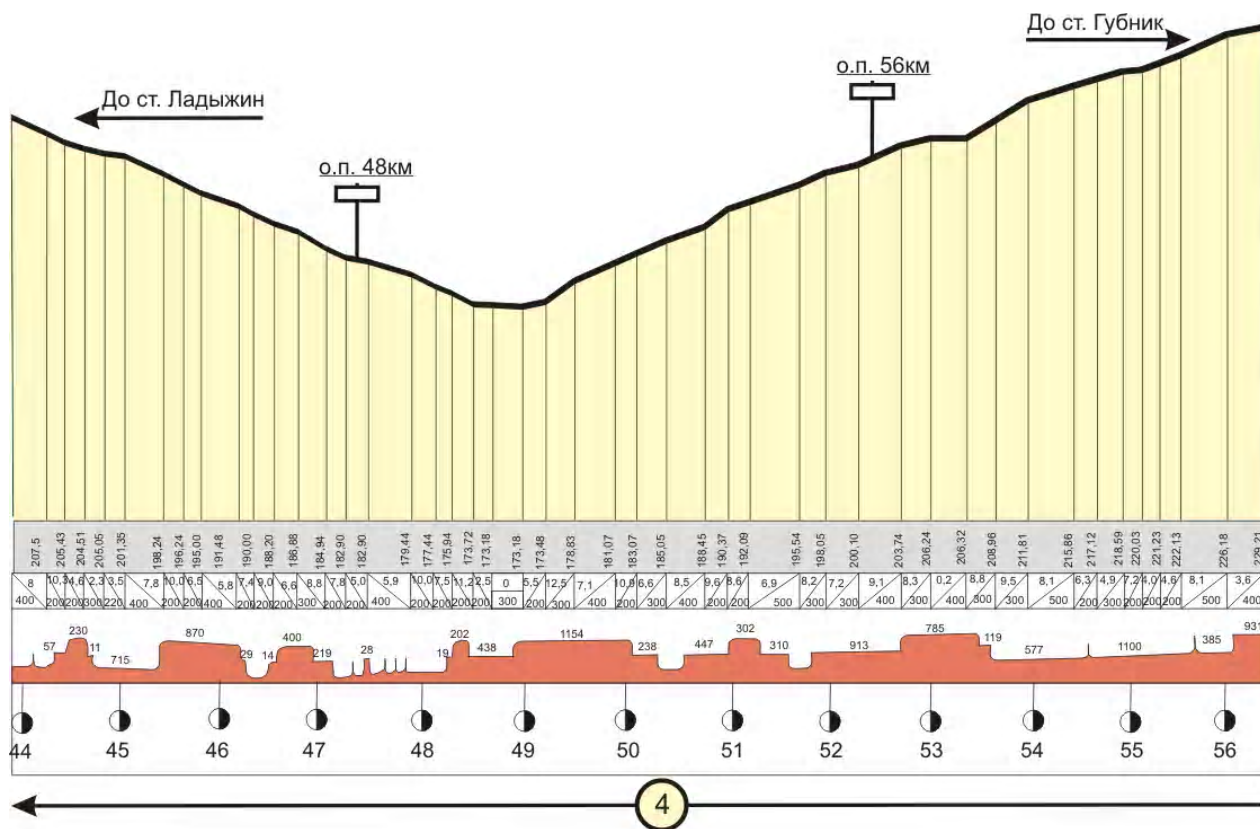
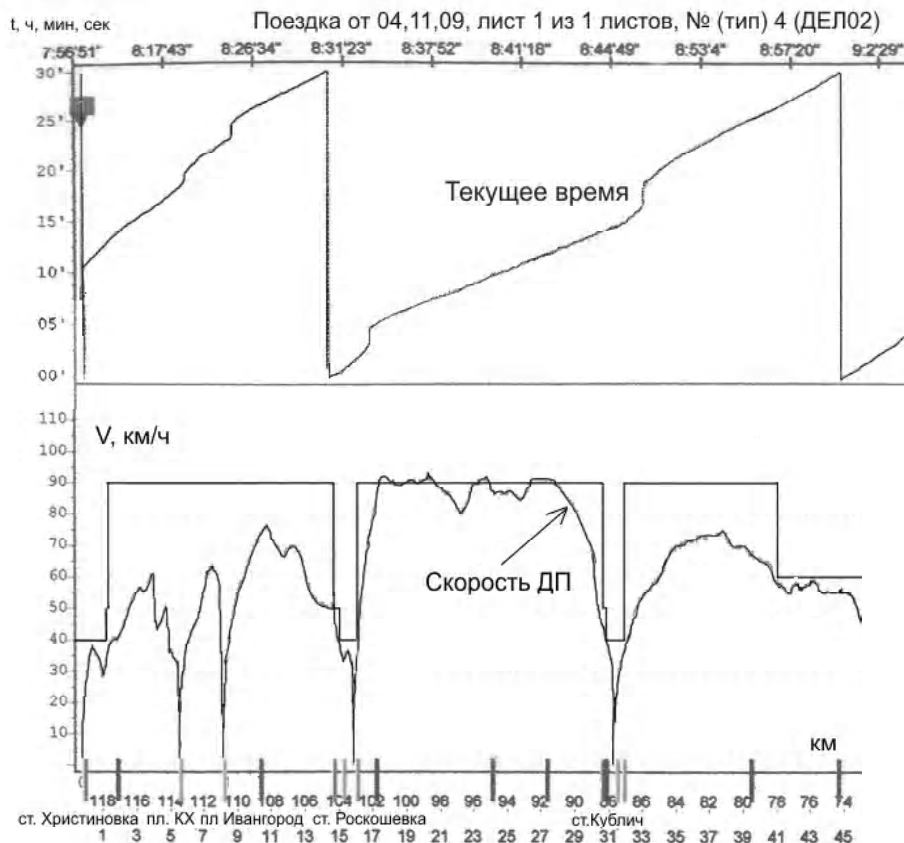
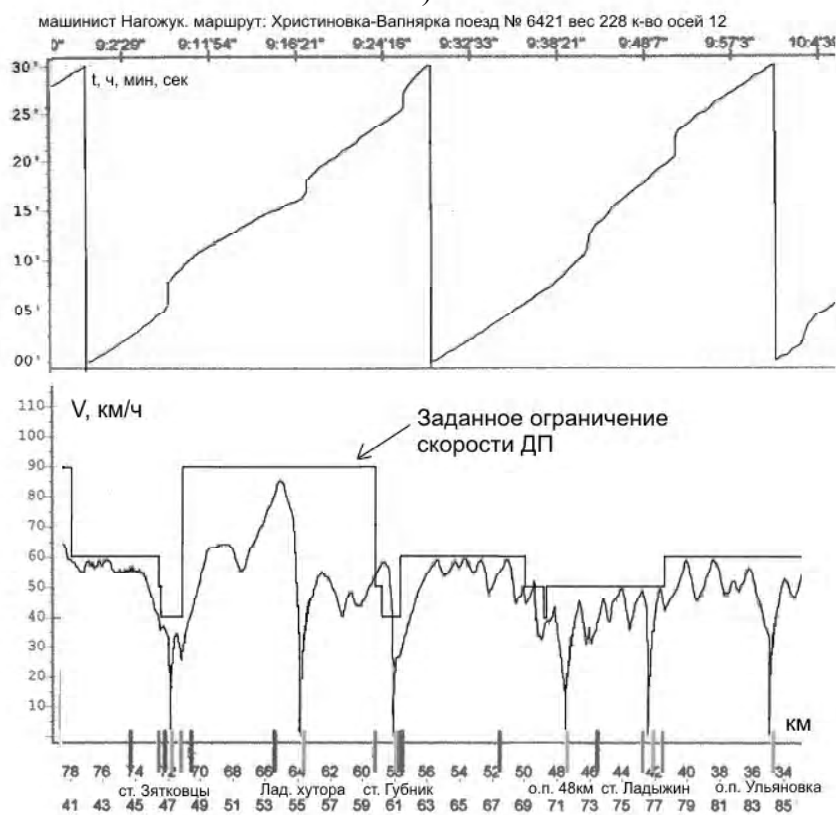


Рис. 4. Карта сокращенного профиля пути на спуске и определяющем подъеме участка Христиновка–Вапнярка



а)



б)

Рис. 5. Фрагменты результатов записи пройденного пути и времени, регистрируемые флеш-картой машиниста;
а) – начало движения, б) прохождения спуска и определяющего подъема

системы хранения и отображения информации. Так как зафиксированные в многофункциональном дисплее машиниста данные необходимо переписывать вручную, результаты представлены для 30 секунд (что превышает 1000 измерений).

Второй случай. Режим разгона при создании тяговых моментов двумя двигателями одного моторного вагона в течение 200 секунд.

Третий случай. Режимы разгона, движения с разными установившимися скоростями и торможения на прямолинейном участке в течение 34 минут.

Четвертый случай. Режимы движения ДП на уклонах с применением электрического торможения в течение 25 минут.

Для третьего и четвертого случаев данные снимались один раз в минуту непосредственно во время дви-

жения ДП. Программа исследований включала в себя измерения для всех рассмотренных случаев частот вращения дизелей и ТАД, токов, напряжений и мощностей в силовом оборудовании АТЭП ДП; определение режимов, когда возникают буксование и юз колес ДП.

Измерения проводились совместно со специалистами моторвагонного депо Христиновка Одесской железной дороги на участке ст. Христиновка – ст. Вапнярка в ноябре 2009 года в дневное время суток во время поездки ДП с пассажирами согласно расписанию. Погодные условия при выполнении испытаний следующие: температура – 0 °С, влажность – 90 %, осадков и ветра нет.

Для выполнения измерений использовались датчики, устройства измерения, измерительные блоки тока, напряжения частоты вращения, скорости, пути, вычис-

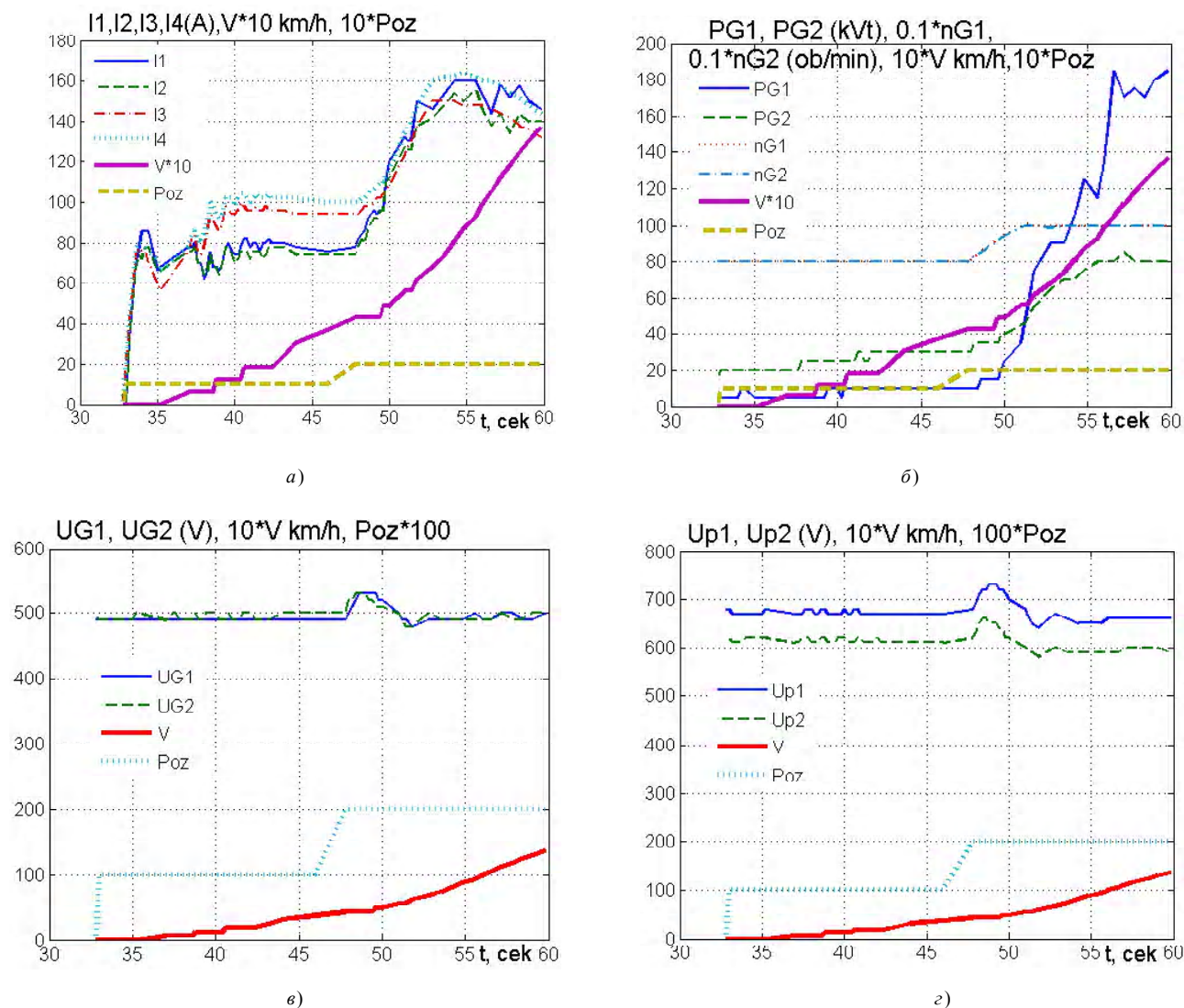
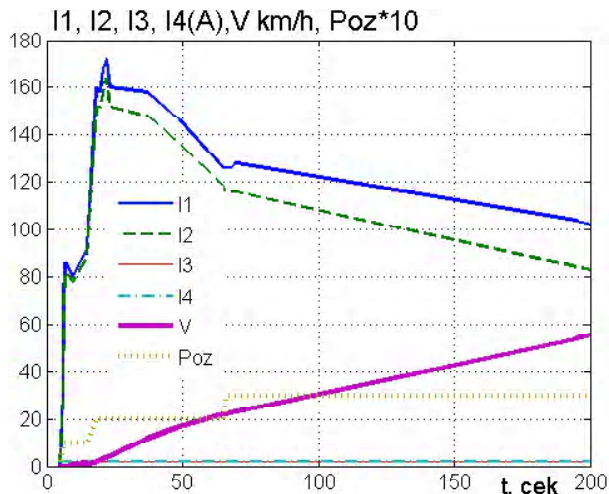
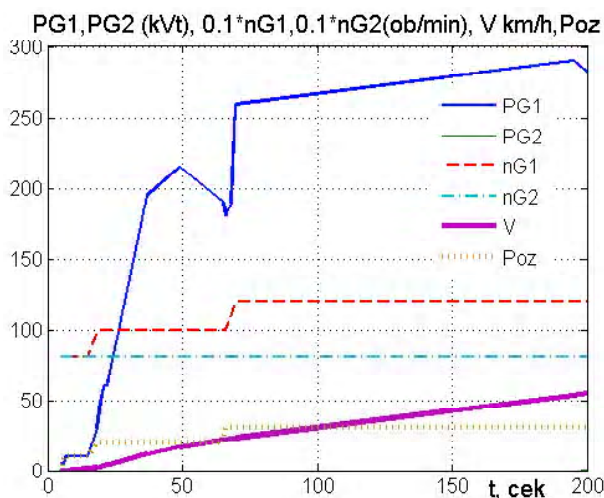


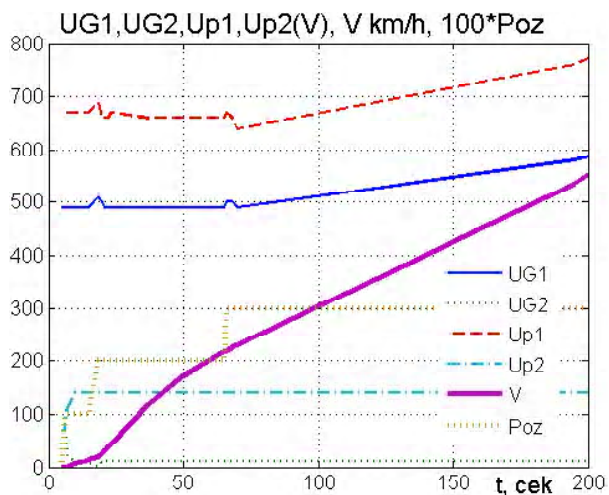
Рис. 6. Результаты измерений параметров режима ДП для первого случая; а) диаграммы токов ТАД; б) диаграммы мощностей и числа оборотов синхронных генераторов; в) диаграммы напряжений синхронных генераторов; г) диаграммы напряжений постоянного тока силовых преобразователей; на всех рисунках показаны скорость поезда и значение позиции контроллера машиниста



а)



б)



в)

Рис. 7. Результаты измерений параметров режима ДП для второго случая; а) диаграммы токов ТАД; б) диаграммы мощностей и числа оборотов синхронных генераторов; в) диаграммы напряжений синхронных генераторов и напряжений постоянного тока силовых преобразователей; на всех рисунках показаны скорость поезда и значение позиции контроллера машиниста

ленные значения мощностей, выносные индикаторы, многофункциональный дисплей машиниста, установленные в АТЭП и системе управления ДП.

Кроме данных, фиксирующихся в многофункциональном дисплее машиниста, использовалась запись пройденного пути и времени на флеш-карте машиниста, фрагменты которой для участков, где выполнялись измерения, представлены на рис. 5.

Результаты измерений параметров режима ДП для первого случая показаны на рис. 6. Данные снимались при разгоне ДП от платформы Казачий хутор от 5,5 км до 6 км от ст. Христиновка (или от 113,5 км до 113 км от ст. Вапнярка, рис. 3) с 8 ч. 18 мин. 32 с до 8 ч. 18 мин. 60 с через каждые 0,2 секунды. Движение ДП, согласно карте профиля пути рис. 3, выполнялось на ровном участке (без уклонов и поворотов).

Измеряемые величины показаны на рис. 6–рис. 9 линиями разного типа и разной толщины. Для них сделаны следующие обозначения: $I1$ – $I4$ действующие значения токов, соответственно, первого – четвертого ТАД; V – скорость поезда; Poz – позиция контроллера машиниста (со знаком «минус» показаны позиции при электрическом торможении); $UG1$ и $UG2$ – напряжения синхронных генераторов; $PG1$ и $PG2$ – мощности нагрузки синхронных генераторов; $nG1$ и $nG2$ – число оборотов дизелей, следовательно, и синхронных генераторов, первого и второго моторного вагонов, соответственно; $Up1$ и $Up2$ – напряжения постоянного тока силовых преобразователей. Например, толстой сплошной линией на рис. 6 дана скорость поезда V .

Результаты измерений параметров режима ДП для второго случая показаны на рис. 7. Данные снимались при разгоне ДП на 32 км от ст. Христиновки (или 87 км от ст. Вапнярка) с 8 ч. 47 мин. 05 с до 8 ч. 51 мин. 50 с через 0,2–10 с при снятом возбуждении синхронного генератора второго моторного вагона, следовательно, при создании тяговых моментов двумя ТАД первого моторного вагона. Движение ДП, согласно рис. 4, также выполнялось на ровном участке (без уклонов и поворотов).

Для третьего случая результаты измерений даны на рис. 8. Измерения выполнялись, примерно, через 1 минуту, в течение более длительного времени с 8 ч 32 мин до 8 ч 53 мин на участке с 5 по 35 км от ст. Христиновка. Рассматривались разгон, торможение и движение ДП с постоянной скоростью на участке, не имеющем практически поворотов и уклонов.

Графики измеряемых величин для четвертого случая приведены на рис. 9. Измерения выполнялись при спуске и подъеме ДП с 59 км (58) по 77 км (42) от ст. Христиновка (Вапнярка) (рис. 4) в течение времени с 9 ч 25 мин до 9 ч 51 мин. Выполнялись также измерения при электрическом торможении поезда на 1–3 позициях торможения контроллера машиниста.

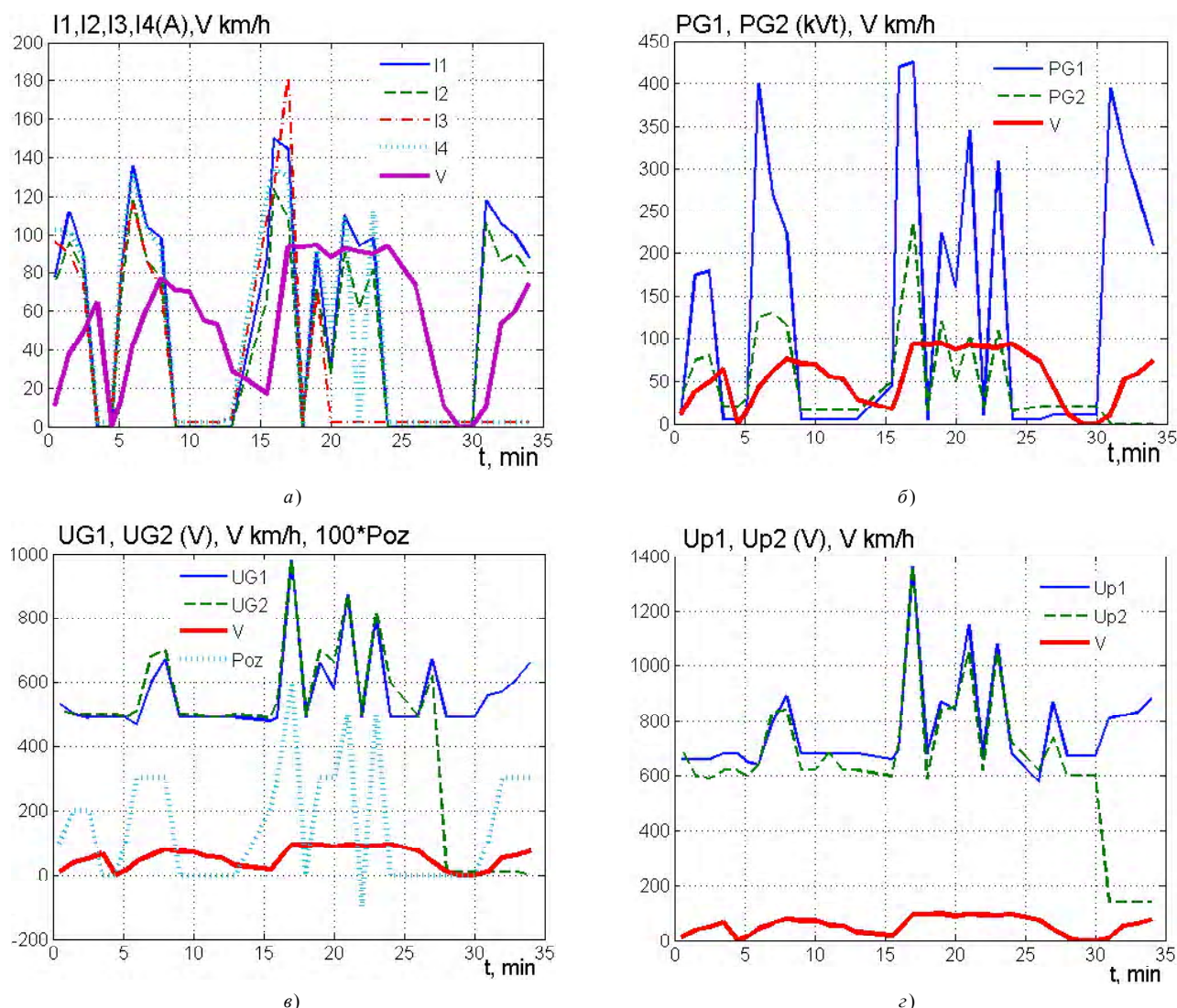


Рис. 8. Результаты измерений параметров режима ДП для третьего случая; а) диаграммы токов ТАД; б) диаграммы мощностей синхронных генераторов; в) диаграммы напряжений синхронных генераторов и значение позиции контроллера машиниста; г) диаграммы напряжений постоянного тока силовых преобразователей; на всех рисунках показана скорость поезда

Анализ полученных экспериментальных результатов

Из рис. 6 видно, что при переключении контроллера машиниста в позицию 1 на 33 с начинается движение поезда, вызванное увеличением токов и, следовательно, моментов ТАД. В интервале времени от 38 с до 47 с создаются разные токи ТАД (например, на 41 с максимальные и минимальные значения токов ТАД равны 72 А и 102 А). При этом отличия токов достигает 30 А, что для тока 72 А составляет 41,5 %. Мощности развиваемые генераторами первого и второго моторных вагонов составляют 10 и 30 кВт соответственно.

При переключении на 47 с позиции контроллера машиниста в положение 2 одинаково увеличиваются обороты обоих дизелей с 800 об/мин до 1000 об/мин. Мощности генераторов возрастают до 180 кВт и 80 кВт соответственно. Токи ТАД находятся в ограничении,

отличаются незначительно и составляют 150–160 А, ускорение разгона ДП при этом максимальное и составляет 0,33 м/сек². Напряжения обоих генераторов (рис. 6, в) сразу при возрастании оборотов дизелей на 48 с увеличивается и после нескольких секунд поддерживается на первоначальном уровне 490–500 В. Выпрямленные напряжения преобразователей (рис. 6, г), соответственно, составляют 670 и 610 В (отличие около 10 %), эти напряжения возрастают при увеличении напряжений генераторов и далее (при максимальных токах ТАД) поддерживается на уровне 660 и 610 В соответственно.

В режиме максимальных токов мощность, потребляемая от второго генератора, значительно ниже мощности, потребляемой от первого генератора, при этом отсутствуют броски токов ТАД, питающихся от напряжения второго генератора, и присутствуют броски токов ТАД, питающихся от напряжения первого генера-

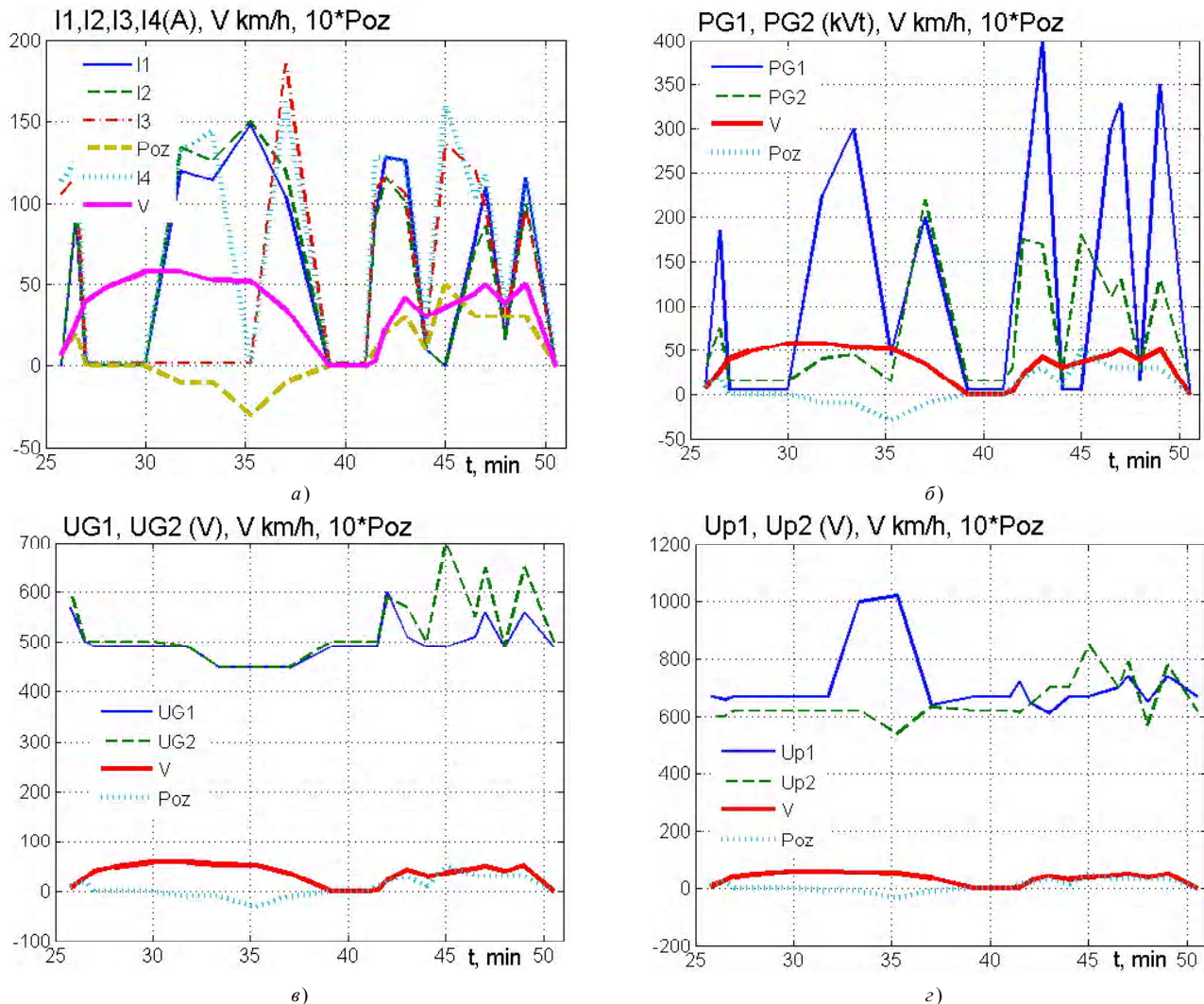


Рис. 9. Результаты измерений параметров режима ДП для четвертого случая; а) диаграммы токов ТАД; б) диаграммы мощностей синхронных генераторов; в) диаграммы напряжений синхронных генераторов; г) диаграммы напряжений постоянного тока силовых преобразователей; на всех рисунках показаны скорость поезда и значение позиции контроллера машиниста

тора, до 15 А. Период колебаний токов на 37–42 с всех тяговых двигателей и на 56–58 с тяговых двигателей первого моторного вагона составляет около 1,2 с.

Отличие токов двигателей и, следовательно, их моментов на 37–42 с можно объяснить разницей диаметров моторных колес. При обточке бандажей колесных пар выставляется требование обеспечения одинакового диаметра колес в колесной паре, при этом диаметры бандажей разных моторных колесных пар могут отличаться друг от друга. Это приводит к отличию механических характеристик тяговых приводов моторных колесных пар. В нашем случае диаметры моторных колес первого моторного вагона меньше, чем диаметры моторных колес второго моторного вагона.

Колебания с периодом 1,2 с можно объяснить продольными колебаниями вагонов за счет имеющихся упругостей в тележках и буферах между вагонами. При работе на общий механический вал (т. е. на общую массу поезда и неподвижные рельсы) линейные скорости

колес по кругу катания должны быть одинаковыми. При разных диаметрах колес возникают разные угловые скорости двигателей, что, при подаче одинакового задания на скорость ТАД и жестких механических характеристиках тяговых приводов, формирует разные моменты ТАД и, следовательно, разные токи двигателей (рис. 6, а).

Несколько раз в начале движения за всю поездку Христиновка-Вапнярка-Христиновка (количество остановок более 30) на доли секунды возникало буксования, что фиксировалось на дисплее машиниста.

Сравнение экспериментальных результатов с результатами моделирования математической модели

Значения измерений, полученных во время эксплуатации ДП, сравнивались с результатами моделирования математической модели АТЭП ДП, особенности которой отмечены в начале статьи, а достаточно подробное описание дано в работах [8–10].

В установившемся режиме отличия действующих значений токов ТАД (при управлении от векторной и скалярной систем управления) незначительны [14]. Так как разгон ДП осуществляется за десятки или сотни секунд, то отличия процессов в ТАД от процессов, возникающих при работе в установившемся режиме, также незначительны, что позволяет выполнить корректное сравнение действующих значений токов, протекающих в реальном АТЭП ДП со скалярной системой управления, и на модели с векторной системой управления.

В математической модели АТЭП с векторной СУ используются модели идеализированных ТАД и преобразователей частоты с АИН-ШИМ, которые могут задаваться в виде двух возможных вариантов: 1) – на идеальных силовых ключах с учетом дискретности свойств силовых ключей управляемых выпрямителей и автономных инверторов, 2) – в виде линеаризованных передаточных функций замкнутых контуров регулирования намагничивающей и активной проекций статорного тока, скорости двигателя [10].

В [9, 10] выполнено моделирование режимов работы АТЭП ДП с использованием второго варианта. В [8] моделировались режимы работы АТЭП ДП с использованием, как первого, так и второго варианта. Результаты показали, что при создании одинаковых электромагнитных моментов ТАД для разных вариантов возникали разные мгновенные значения токов и моментов ТАД и достаточно близкие результаты (отличия не превышали 10 %) для действующих значений токов ТАД. При развиваемых одинаковых электромагнитных моментах ТАД, действующие значения токов ТАД для первого варианта всегда больше, чем для второго, так как во втором варианте моделируется только первая (основная) гармоника токов ТАД, а в первом варианте в спектре токов присутствуют различные гармоники.

Моделирование для первого варианта даже одного ТАД с дизелем и синхронным генератором без моделирования проскальзывания и распределенной тяги потребовало в десятки раз больше времени и объема оперативной памяти компьютера, чем при моделировании всего распределенного АТЭП ДП с моделированием проскальзывания и распределенной тяги для второго варианта. Поэтому моделирование выполнялось для второго варианта математической модели.

Для приближения этой математической модели условиям реального эксперимента в ней выполнены следующие изменения: обороты дизелей задавались позицией контроллера машиниста; осуществлялось плавное задание скорости вращения ТАД по остаточной мощности дизелей; изменены скорости вращения дизелей в пределах от 800 до 2100 об/мин (как в дизелях ДП ДЕЛ-02(04)). При моделировании приводного модуля 12V183ДЕ, состоящего из дизеля 183TD13 и синхронного генератора DRTBZ3509-6с, задавались следующие параметры: постоянная времени дизеля по возмущающему воздействию $T_\mu = 3$ с; постоянная времени дизеля

по управляющему воздействию $T_\lambda = 3$ с; активное сопротивление обмотки статора синхронного генератора $R = 0,216$ Ом; постоянная времени обмотки возбуждения генератора $T_B = 0,5$ с. Задавались передаточные числа редукторов $i = 2,47$ и значения внутренних параметров тяговых двигателей АД906У1. К массам моторных вагонов $m_M = 64$ т и пассажирского вагона $m_P = 46$ т добавлялись массы пассажиров в этих вагонах, коэффициенты упругости между вагонами $C_{12} = C_{23} = 938600$ Н/м, силы сопротивления движению вагонов F_{C1} , F_{C2} и F_{C3} вычислялись по уравнениям удельного сопротивления движению ДП [1, 3].

При моделировании первого случая рассматривались три варианта. Для первого варианта задавались небольшие отличия в радиусах тяговых колес: $R_1 = 0,4700$ м, $R_2 = 0,4704$ м, $R_3 = 0,4741$ м, $R_4 = 0,4750$ м при удвоении жесткостей упругостей между вагонами. Для второго варианта задавались большие отличия в радиусах тяговых колес: $R_1 = 0,464$ м, $R_2 = 0,467$ м, $R_3 = 0,4735$ м, $R_4 = 0,475$ м. Для третьего варианта задавались радиусы колес такие же, как во втором варианте, и задавались дополнительные обратные связи в системе управления и корректоры разности моментов ТАД и разности скоростей вагонов [9, 10].

Результаты моделирования для первого варианта первого случая представлены на рис. 10.

При моделировании задавались значения позиции контроллера машиниста и задание скорости ДП такие же, как при реальном движении ДП. Сопротивления движению вагонов поезда задавались с использованием уравнения основного удельного сопротивления, так как повороты и уклоны для этого случая отсутствуют, поэтому отличия в оборотах дизелей и скорости ДП в модели и в реальном эксперименте практически отсутствуют. Максимальные отличия мгновенных значений токов ТАД не превышают 25 %. Значения выпрямленного напряжения для обоих моторных вагонов одинаковые, отличия этих напряжений для второго вагона не превышают 16 %.

В АТЭП ДП формирование импульсов управления силовыми ключами выполняется по алгоритмам фирмы «Стромберг», что увеличивает спектр гармоник по сравнению с ШИМ модуляцией, используемой в математической модели, это объясняет возникновение меньших на 10–30 % действующих значений токов ТАД в математической модели по сравнению с реальными значениями.

Преимуществом математической модели является также то, что можно проследить изменения величин, измерения которых сложно или невозможно. Так на рис. 10, б показаны изменения моментов ТАД. На рис. 10, в показаны изменения разностей скоростей вагонов. На рис. 10, д – сил сопротивления движению вагонов ДП и сил, действующих между вагонами через сцеп-

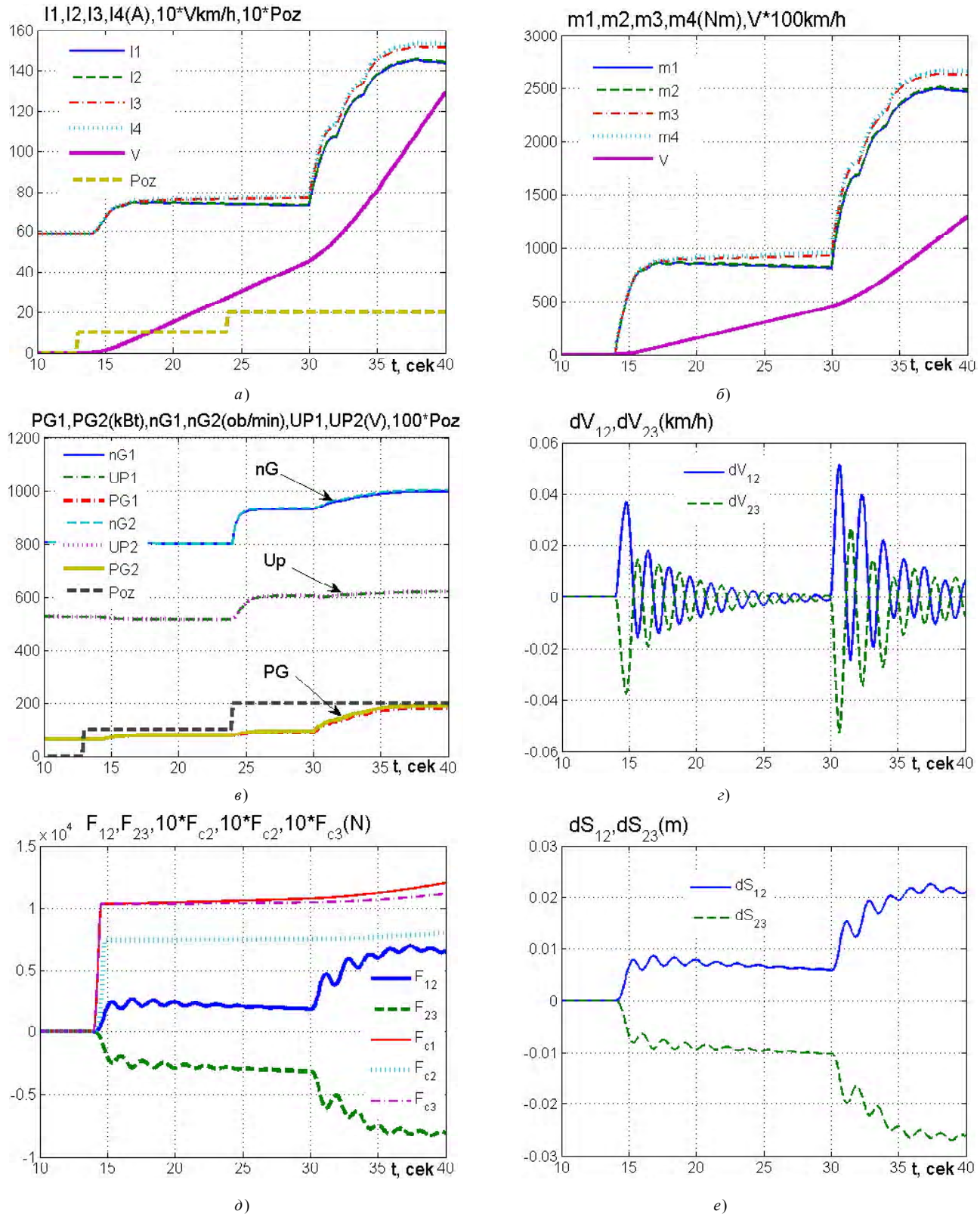


Рис. 10. Результаты моделирования параметров режима ДП для первого случая при разгоне ДП для первого варианта (с малым отличием радиусов колес и повышенной жесткостью упругостей между вагонами): а) токи ТАД, скорость поезда и позиция контроллера машиниста; б) моменты ТАД и скорость поезда; в) число оборотов синхронных генераторов, скорость поезда и позиция контроллера машиниста; г) разности скоростей вагонов; д) силы между вагонами и силы сопротивления движению каждому вагону; е) изменения расстояний между вагонами

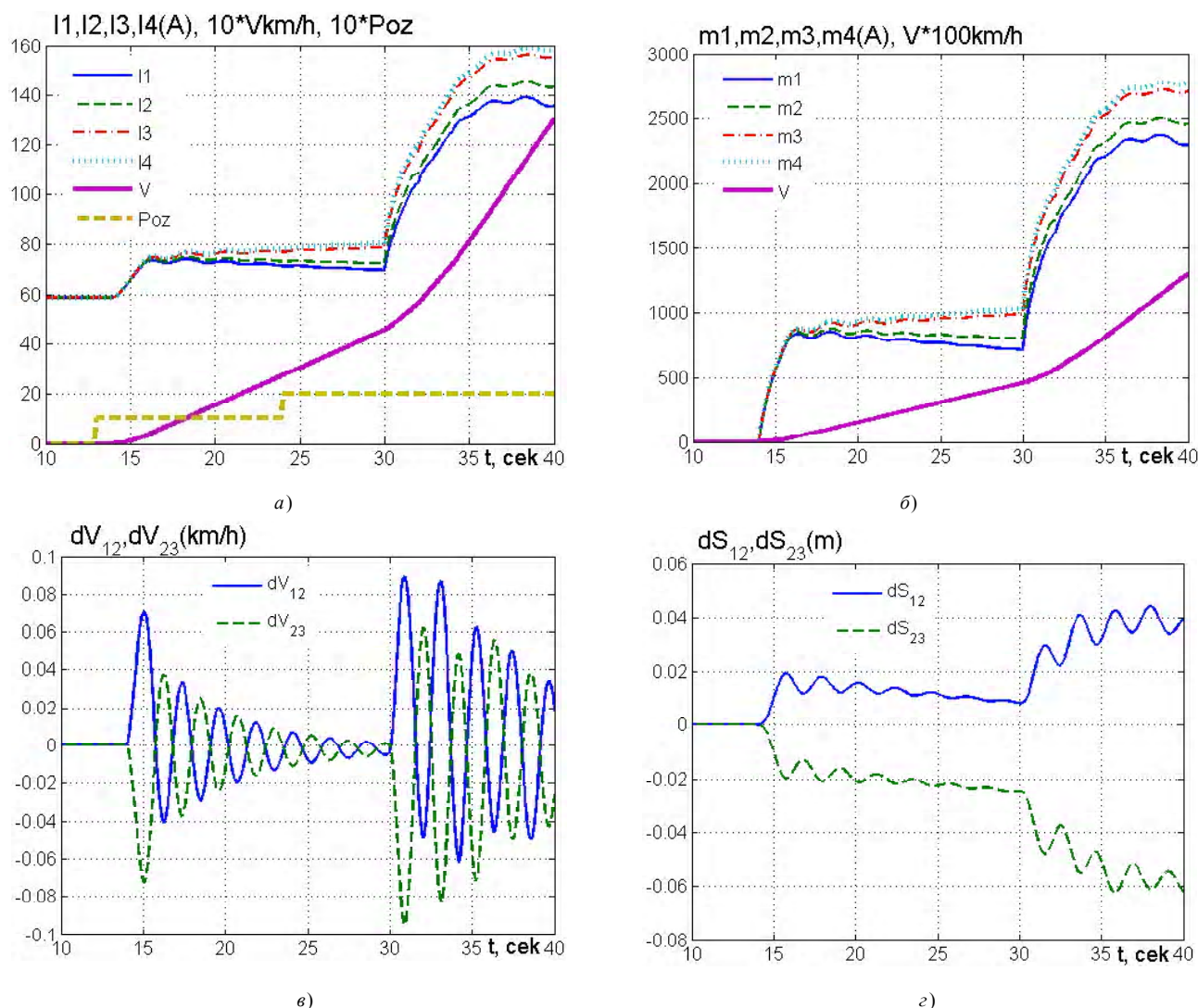


Рис. 11. Результаты моделирования параметров режима ДП для первого случая при разгоне ДП для второго варианта (с большим отличием радиусов колес); а) токи ТАД, скорость поезда и позиция контроллера машиниста; б) моменты ТАД и скорость поезда; в) разности скоростей вагонов; г) – изменения расстояний между вагонами

ку. На рис. 10, е – изменения расстояний между вагонами. При этом амплитуда колебаний сил между вагонами превышает 1000 Н. Колебания изменений расстояний между вагонами во время разгона достигают 3 см. Амплитуды колебаний разностей скоростей вагонов достигают 0,04 км/ч. Период колебаний, рассмотренных выше величин, составляет 1,6 с, что превышает период колебаний в эксперименте на 30 %. При увеличении в модели установленных коэффициентов упругостей между вагонами период колебаний уменьшается и может точно соответствовать периоду колебаний в эксперименте.

Из-за разных радиусов колес возникают отличия токов и моментов ТАД, однако эти отличия в модели для первого варианта меньше, чем в эксперименте. Для исследования процессов при большем отличии радиусов колес рассматривается второй вариант моделирования.

На рис. 11 показаны результаты моделирования па-

раметров режима разгона ДП с большим отличием радиусов моторных колес и первоначально заданной жесткостью упругостей между вагонами. В этом случае значительно возрастают разницы между токами тяговых двигателей (рис. 11, а), подобная разница возникает и между моментами этих двигателей (рис. 11, б). Отличия максимальных разностей токов ТАД в эксперименте и на модели также не превышают 25 %. С уменьшением жесткости увеличиваются амплитуды колебаний разностей скоростей между вагонами, амплитуды колебаний расстояний между вагонами, увеличивается период колебаний.

При осуществлении коррекции моментов ТАД и скоростей вагонов (см. работы [9, 10]) (моделируется для третьего варианта), осуществляется практическое равенство моментов двигателей и в несколько раз снижается амплитуда и частота колебаний разностей скоростей вагонов (рис. 12).

Сигналы о разности скоростей вагонов могут быть

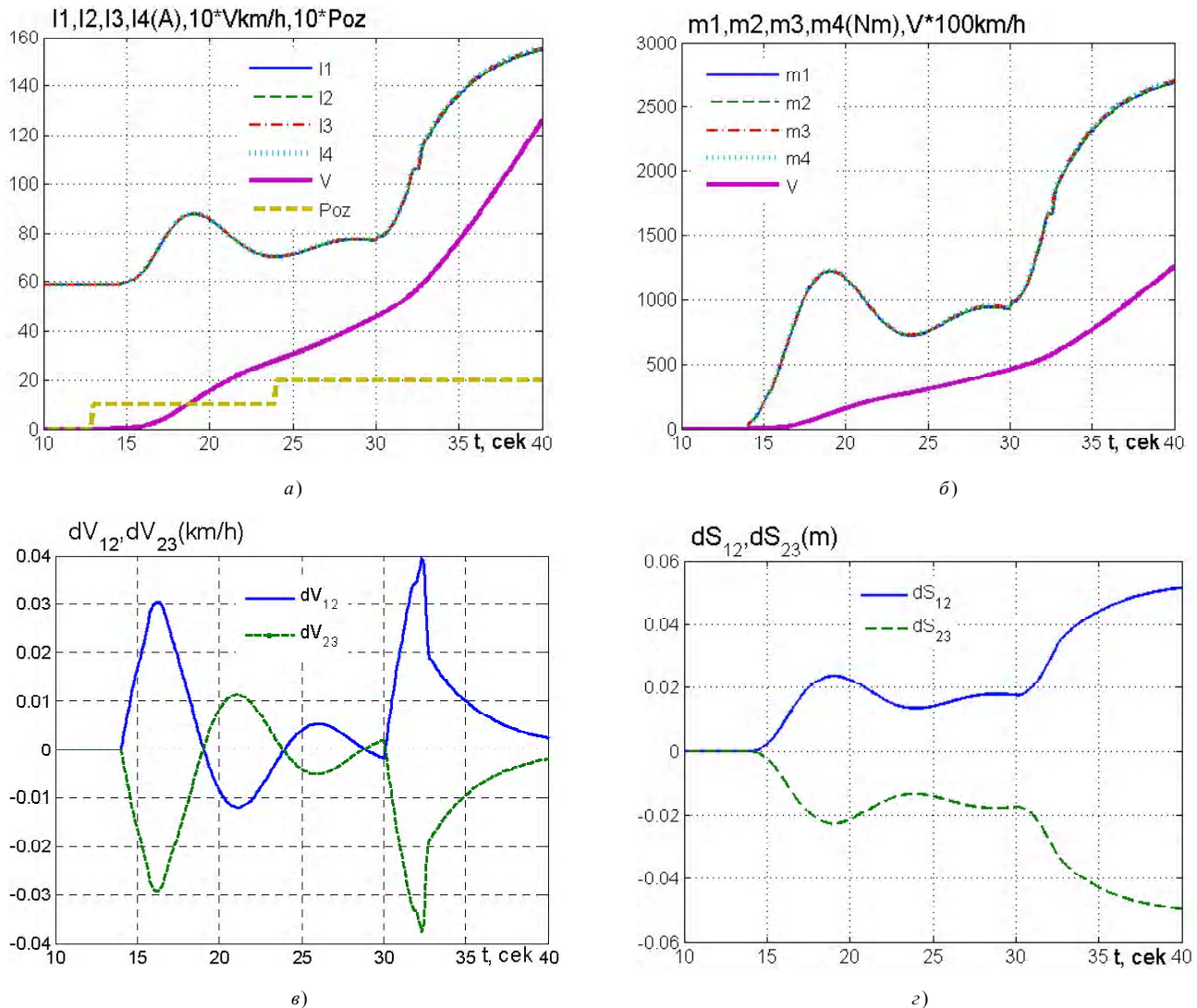


Рис. 12. Результаты моделирования параметров режима ДП для первого случая при разгоне ДП для третьего варианта (с большим отличием радиусов колес и с коррекцией моментов и разностей скоростей вагонов); а) токи двигателей, скорость поезда и позиция контроллера машиниста; б) моменты двигателей и скорость поезда; в) разности скоростей вагонов; з) изменения расстояний между вагонами

найлены путем измерения расстояний между вагонами во время движения. На практике визуально во время движения ДП с учетом направления движения можно по изменению расстояний между вагонами определить на сколько отличаются тяговые усилия одного моторного вагона от другого.

Выполнено моделирование разгона ДП для второго случая, когда отключалось возбуждение синхронного генератора второго моторного вагона, осуществлялась тяга ДП двумя ТАД. Результаты изменения токов, моментов двигателей, разности скоростей вагонов, сил сопротивления вагонам ДП, разности расстояний между вагонами приведены на рис. 13. В соответствии с картой профиля пути моделировалось движение ДП под уклон. Согласно графикам, отличия токов ТАД от эксперимента не превышало 25 %. Период колебаний сил сцепления, разности скоростей вагонов и расстояний между вагонами составлял на разных участках 4,4 с и 2 с.

Результаты эксперимента для третьего и четвертого случаев показывают возможные пределы изменения величин во время эксперимента. Так как данные измерялись через одну минуту (в 300 раз реже, чем для первого случая) без фиксации точного момента времени, когда изменяется положение контроллера машиниста, поэтому затруднительно сравнение переходных процессов в ДП и в его математической модели. Пределы измерений величин в эксперименте соответствуют пределам этих величин при моделировании математической модели АТЭП ДП.

После проведения исследований были получены результаты замера диаметров бандажей колесных моторных пар по кругу катания: $R_1=0,4745$ м, $R_2=0,476$ м, $R_3=0,477$ м, $R_4=0,477$ м. Радиусы колес моторных пар первого вагона меньше моторных колес второго на 0,1–0,25 см, что подтверждает сделанные выводы о наличии разницы в радиусах моторных колес, приводящей

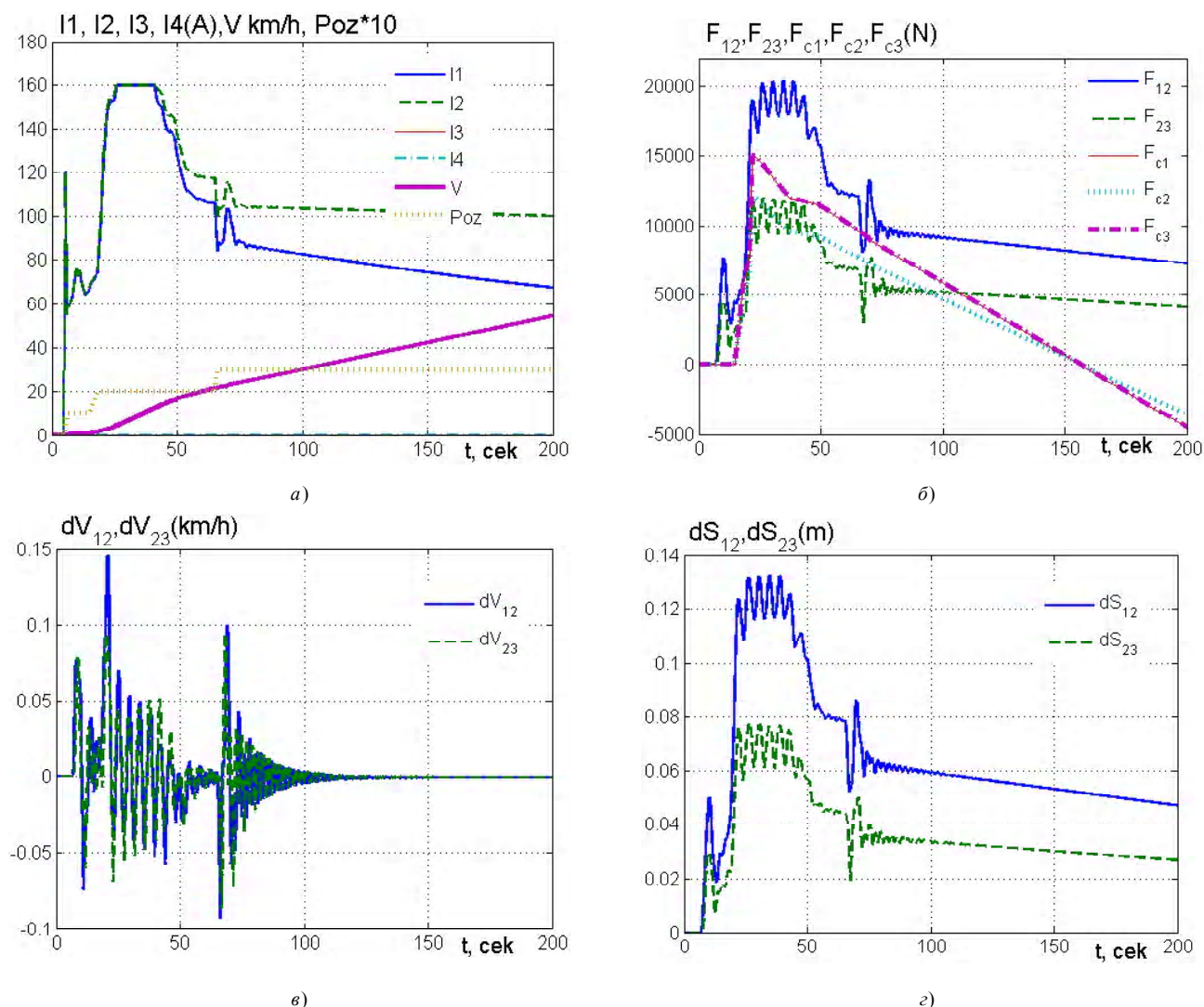


Рис. 13. Результаты моделирования параметров режима ДП для второго случая а) токов двигателей, скорости поезда и позиции контроллера машиниста; б) силы между вагонами и силы сопротивления движению вагонов; в) разности скоростей вагонов; г) изменения расстояний между вагонами

к разным моментам ТАД.

Выводы

Впервые выполнено сравнение значений параметров режима ДП при его эксплуатации с результатами моделирования математической модели АТЭП ДП, которое показало:

1. Отличия токов ТАД во время разгона не превышало 25 % (отличия объясняются наличием спектра гармоник токов ТАД в реальном оборудовании и моделированием только первой (основной) гармоники токов в математических моделях векторных систем управления ТАД), значения выпрямленного напряжения для преобразователей второго моторного вагона не превышает 16 %, как на модели так и в эксперименте возникали колебания токов ТАД, период колебаний отличался на 30 %.

2. Дополнительные исследования на модели пока-

зали возникновение колебаний скоростей вагонов, колебаний сил между вагонами и расстояний между вагонами. При этом амплитуда колебаний сил между вагонами превышает 1000 Н. Колебания изменений расстояний между вагонами во время разгона достигают 3 см. Амплитуды колебаний разностей скоростей вагонов достигают 0,04 км/ч.

3. Параметры режима механической части ДП (скорость поезда, силы сопротивления движению) в модели и в эксперименте отличаются не более, чем на 10 %.

Автор выражает благодарность начальнику моторвагонного депо Христиновка Карашуку Ю. В. за всестороннюю поддержку в проведении исследований и особенно благодарит заместителя начальника депо Кучерука О. А. за организацию измерений, непосредственное участие при их проведении, предоставление необходимой документации и создание комфортных условий для исследований.

Список литературы

1. Басов Г. Г. Прогнозування розвитку дизель-поїздів для залізниць України: Монографія / Г. Г. Басов. – Ч. 1. – Харків : Апекс+, 2004. – 240 с.
2. Андриенко П. Д. Преобразователи частоты для электропередачи железнодорожного электротранспорта / П. Д. Андриенко, В. Д. Лобода, А. В. Мищенко // Электротехника та електроенергетика. – 2001. – № 1. – С. 55–58.
3. Носков В. И. Моделирование и оптимизация систем управления и контроля локомотивов / [Носков В. И., Дмитриенко В. Д., Заполовский Н. И., Леонов С. Ю.]. – Харьков : ХФИ «Транспорт Украины», 2003. – 248 с. – (Научное издание).
4. Хайкин С. Нейронные сети: полный курс / С. Хайкин. – [2-е изд.]; пер. с англ. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2006. – 1104 с.
5. Орловский И. А. Математическая модель на рекуррентной нейронной сети механики движения вагонов дизель-поезда / И. А. Орловский, Ю. В. Голянчук // Вісник Кременчуцького політехнічного університету. – Кременчук. – 2009. – Вип. 3/2009 (056), Ч. 2. – С. 116–119.
6. Орловский И. А. Математические модели дизеля и синхронного генератора тягового электропривода дизель-поезда на нейронной сети / И. А. Орловский // Технічна електродинаміка. – 2010. – № 2. – С. 62–72.
7. Орловский И. А. Настройка системы управления распределенного электропривода дизель-поезда генетическими алгоритмами / И. А. Орловский, Ю. Ю. Туник // Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика» науково-технічного журналу «ЕЛЕКТРОІНФОРМ». – Львів : – ЕКОінформ, 2009. – С. 443–446.
8. Орловський І. А. Математическая модель частотно-регулируемого асинхронного тягового электропривода дизель-поезда с усовершенствованной системой управления / И. А. Орловский, Е. В. Страколист // Сборник научных трудов Днепродзержинского государственного технического университета. Тематический выпуск «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. – Днепродзержинск : ДГТУ, 2007. – С. 261–264.
9. Орловский И. А. Учет упругих связей и распределенной нагрузки при векторном управлении асинхронным тяговым приводом дизель-поезда / И. А. Орловский, А. Н. Кулешов // Вісник Дніпропетровського національного університету залізничного транспорту ім. В. Лазаряна. Вип. 19. – 2007. – С. 209–213.
10. Волков А. В. Математическая модель многодвигательного частотно-регулируемого асинхронного электропривода дизель-поезда с векторной системой управления / А. В. Волков, И. А. Орловский // Технічна електродинаміка – Тематичний випуск «Проблеми сучасної електротехніки», Ч. 6. – 2008. – С. 31–36.
11. Федяева Г. А. Математическое моделирование электромеханических процессов в асинхронном тяговом приводе тепловоза ТЭМ21 / Г. А. Федяева, В. Н. Федяев // Вестник ВНИИЖТ. – 2005. – № 6. – С. 39–45.
12. Клименко Ю. И. Исследование электропривода с изменяемой жесткостью тяговой характеристики; дисс. кандидата техн. наук: 05.22.07 / Клименко Юрий Иванович. – М. : РГБ, 2004. – 188 с.
13. Дизель поезд ДЕЛ-02. Руководство по эксплуатации. Часть 1. Описание и работа. 1030.00.00.001 РЭ. – 2005. – 105 с.
14. Пивняк Г. Г. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией / Г. Г. Пивняк, А. В. Волков. – Днепропетровск : Национальный горный университет, 2006. – 470 с.

Поступила в редакцию 24.11.09 г.

Орловський І. А. Вимірювання параметрів режиму дизель-поїзду ДЕЛ-02 під час експлуатації та порівняння їх з математичною моделлю.

Приведена методика та результати вимірювань параметрів режиму дизель-поїзда ДЕЛ-02 для різних випадків під час експлуатації. Виконано аналіз результатів та їх порівняння з результатами моделювання, розробленої раніше математичної моделі асинхронного тягового електропривода дизель-поїзда. Показано змінення у математичній моделі фізичних величин, що не вимірюються під час експлуатації.

асинхронний тяговий електропривод, дизель-поїзд, математична модель, моделювання

Orlovsky I. A. Measurement regime diesel train DEL-02 during the operation and their comparison with the mathematical mode.

The method and results of measurements of the profile, diesel train DEL-02 for various cases during operation. Completed analysis of the results and their comparison with the simulation results, the previously developed mathematical model of asynchronous traction motor diesel trains. Showing the changes in the mathematical model of physical quantities are not measured during the operation.

asynchronous traction electric drive, diesel trains, mathematical model, simulation

А. О. Лозинський д-р техн. наук, Л. І. Демків канд. фіз.-мат. наук
Національний університет «Львівська політехніка»

Дослідження стійкості систем з нестійкою підсистемою (частина 1)

У першій частині даної роботи, на прикладі двомасової системи, розглянуто принцип побудови системи керування, що поєднує властивості двох підсистем керування за повним вектором стану. Досліджено стійкість загальної системи в залежності від стійкості кожної з підсистем, з яких вона складається.

стійкість, регулятор Такагі-Сугено, нечітка логіка, динамічна система, фазово-частотна характеристика

Вступ

Одним з найпоширеніших об'єктів дослідження теорії автоматичного керування електродвигунами є двомасові електромеханічні системи. Синтезу таких систем присвячені, зокрема, роботи [1, 2].

Підвищення динамічних показників системи є одним з пріоритетних напрямків розвитку електропривода. Саме вирішенню цієї проблеми і присвячена дана стаття, що забезпечує її **актуальність**.

Як відомо, конструювання бази правил є одним із найважливіх етапів проектування нечіткого регулятора. І саме тут зосереджена значна частина критики систем керування, побудованих на основі нечіткої логіки. У більшості випадків необхідна для проектування регулятора інформація може бути отримана або у вигляді даних із вимірювальних пристроїв, або у вигляді знань експерта, представлених у лінгвістичній формі. На жаль, до цього часу не розроблені ефективні стандартні засоби проектування таких регуляторів.

Одними з широко вживаних підходів є описаний у [3] алгоритм формування бази правил на основі числових даних та використання шаблонної бази правил Mac Vicara – Whelana [4], отриманої в результаті формалізації ПІ- та ПД- регуляторів. Проте ці підходи не розв'язують задачі синтезу для всіх структур fuzzy-logic регулятора, зокрема, у випадку синтезу регулятора Такагі – Сугено з лінійним виходом, що відповідає формуванню керування за повним вектором стану. Громіздкість структури регулятора створює проблеми при його реалізації у системах керування, а також істотно впливає на швидкодію системи. Тому актуальним є створення та розробка нових алгоритмів побудови такого регулятора. Для застосування в системах керування електроприводом нами пропонується структуру регулятора Такагі – Сугено – Канга (4.1) змінити таким чином [5]:

якщо $e \in A_k$, тоді $Y = f(u, x_{1k}, x_{2k}, \dots, x_{nk})$,

© А. О. Лозинський, Л. І. Демків 2010 р.

де e – абсолютна похибка між заданим і отриманим значеннями вихідної координати, або інший інформаційний параметр, достатній для визначення необхідної стратегії керування, A_k – сформовані області належності, $\bar{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)]^T$, $x_1(t) = x(t)$, $x_2(t) = x'(t)$, $\bar{u}(t)$ – вектор керуючих впливів, Y – вихідний сигнал системи.

Тобто при створенні таких регуляторів нами пропонується в умові лінгвістичного правила не використовувати змінні стану.

Такий підхід дає змогу поєднати переваги нечіткої логіки і математичну строгість класичної теорії керування.

1. Постановка задачі

Так само, як і в [1], розглянемо нелінійну систему, яку в загальному випадку можна описати за допомогою диференціального рівняння n -го порядку, яке можна звести до системи диференціальних рівнянь першого порядку

$$\bar{x}'(t) = f(\bar{x}(t)) + g(\bar{x}(t))\bar{u}(t) + \xi(t), \quad (1)$$

де $\bar{\xi}(t)$ – зовнішні збурюючі впливи, $f(\bar{x}(t))$ та $g(\bar{x}(t))$ – нелінійні функції, описані в області робочих точок системи. Використовуючи техніку, описану, наприклад, в [6, 7], можемо перейти від системи (1) до лінеаризованої системи і сформулювати для всіх точок вектор керуючих впливів, який визначається повним вектором стану або за допомогою модального регулятора

$$\Delta \dot{\bar{x}}(t) = A^* \Delta \bar{x}(t) + B^* \Delta \bar{u}(t),$$

де $\Delta \bar{x}(t) = \bar{x}(t) - \bar{x}_0(t)$, $\Delta \bar{u}(t) = \bar{u}(t) - \bar{u}_0(t)$, $\bar{x}_0(t)$, $\bar{u}_0(t)$ – вектори, в околі яких розкладаємо в ряд Тейлора

$$\text{ра, } A^* = (a_{i,j})_{i,j=1}^n = \frac{\Delta f_i}{\Delta x_j}, B^* = (b_{i,j})_{i,j=1}^n = \frac{\Delta g_i}{\Delta x_j}.$$

Модель системи можна побудувати, використовуючи стандартний регулятор типу Такагі – Сугено [8]

$$\begin{aligned} R_i : IF \quad & x_1 \in M_1^i \text{ і } x_2 \in M_2^i \dots x_n \in M_n^i \text{ THEN} \\ & \dot{\bar{x}}(t) = A_i \bar{x}(t) + B_i \bar{u}(t), \\ IF \quad & x_1 \in N_1^i \text{ і } x_2 \in N_2^i \dots x_n \in N_n^i \text{ THEN} \\ & \bar{u}(t) = K_i \bar{x}(t), \quad i = \overline{1, k}, \end{aligned}$$

де R_i – i -те правило, $M_j^i, N_j^i, i = \overline{1, k}, j = \overline{1, n}$ – області розбиття, $A_i, B_i, K_i \in R^{n \times n}$ – матриці, що формують модель системи в околі певної робочої точки (локальна модель), $\bar{u}(t) \in R^n$ – вектор керуючих впливів.

Використовуючи дефазифікацію гравітаційним методом, отримуємо таку модель системи:

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}}(t) &= \sum_{i=1}^k v_i(\bar{x}) \left(A_i + B_i \sum_{j=1}^k \mu_j(\bar{x}) K_j \right) \bar{x}(t), \\ v_i &= v_i(\bar{x}) = \frac{\prod_{j=1}^n M_j^i(x_j(t))}{\sum_{i=1}^k \prod_{j=1}^n M_j^i(x_j(t))}, M_j^i(x_j(t)), \\ \mu_i &= \mu_i(\bar{x}) = \frac{\prod_{j=1}^n N_j^i(x_j(t))}{\sum_{i=1}^k \prod_{j=1}^n N_j^i(x_j(t))}, N_j^i(x_j(t)) - \text{функції} \end{aligned}$$

належності $x_j(t)$ до відповідної області M_j^i чи N_j^i , $\sum_{i=1}^k v_i = 1, \sum_{i=1}^k \mu_i = 1$. Тобто, модель i -тої системи матиме вигляд

$$\dot{\bar{x}}(t) = (A_i + B_i K_i) \bar{x}(t).$$

Кожна з підсистем може формувати різні типи переходів з різними швидкостями. Можливим є формування різних траєкторій переходу до заданої точки простору вихідних сигналів системи, використовуючи регулювання, в якому відбувається перехід між керуючими впливами. Крім того, деякі підсистеми можуть бути нестійкими. У цій статті розглянуто двомасову систему, що складається з двох підсистем.

2. Результати дослідження. Випадок стійких підсистем

У цьому пункті проілюстровано ідеї статті [7] у випадку типової двомасової системи рис. 1.

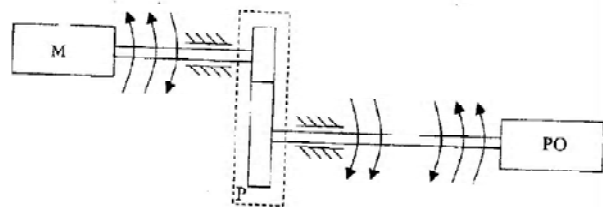


Рис. 1. Кінематична схема з пружним валом: М – двигун, РО – робочий орган механізму, Р – редуктор

Використовуючи математичні викладки з [1], розглянемо двомасову систему, що складається з двох стійких підсистем з однаковими передавальними функціями (див. [1])

$$\begin{aligned} W(p) &= \frac{c_{13} / T_{M1}}{H(p)}, \\ H(p) &= p^3 + p^2 \frac{k_{11}}{T_{M1}} + \\ &+ p \left(\frac{1}{T_C T_{M2}} + \frac{k_{12} + 1}{T_C T_{M1}} \right) + \left(\frac{k_{11} + k_{13}}{T_C T_{M1} T_{M2}} \right), \end{aligned}$$

де $c_{13}, T_{M1}, T_{M2}, T_C$ – коефіцієнти, що характеризують систему та описані в [1]. k_{11}, k_{12}, k_{13} – невідомі коефіцієнти модального регулятора. Розглянемо випадок системи, в якій реалізовано керування шляхом поєднання керуючих впливів з двох підсистем, в яких реалізовано налаштування на стандартну біноміальну форму (рис. 2)

$$H_{cr}(p) = p^3 + 3p^2 \omega_0 + 3p \omega_0^2 + \omega_0^3.$$

Нехай для однієї з підсистем значення середньгеометричного кореня є $\omega_{0_1} = 1$, а для іншої $\omega_{0_2} = 4$. Коефіцієнти $k_{11_1}, k_{12_1}, k_{13_1}, k_{11_2}, k_{12_2}, k_{13_2}$ розраховано за формулами з [1]

$$\begin{aligned} k_{11_i} &= 3\omega_{0_i} T_{M1}, \\ k_{12_i} &= \left(3\omega_{0_i}^2 - \frac{1}{T_C T_{M2}} \right) T_C T_{M1} - 1, \\ k_{13_i} &= T_C T_{M1} T_{M2} \omega_{0_i}^3 - 3T_{M1} \omega_{0_i}, \quad i = 1, 2. \end{aligned}$$

Дана система є стійкою оскільки для неї виконуються умови наслідку 1 з роботи [6], а саме, $B_1 = B_2$, а K_1 та K_2 вибрано таким чином, що підсистеми стійкі. У функції MATLAB Function реалізовано функцію належності

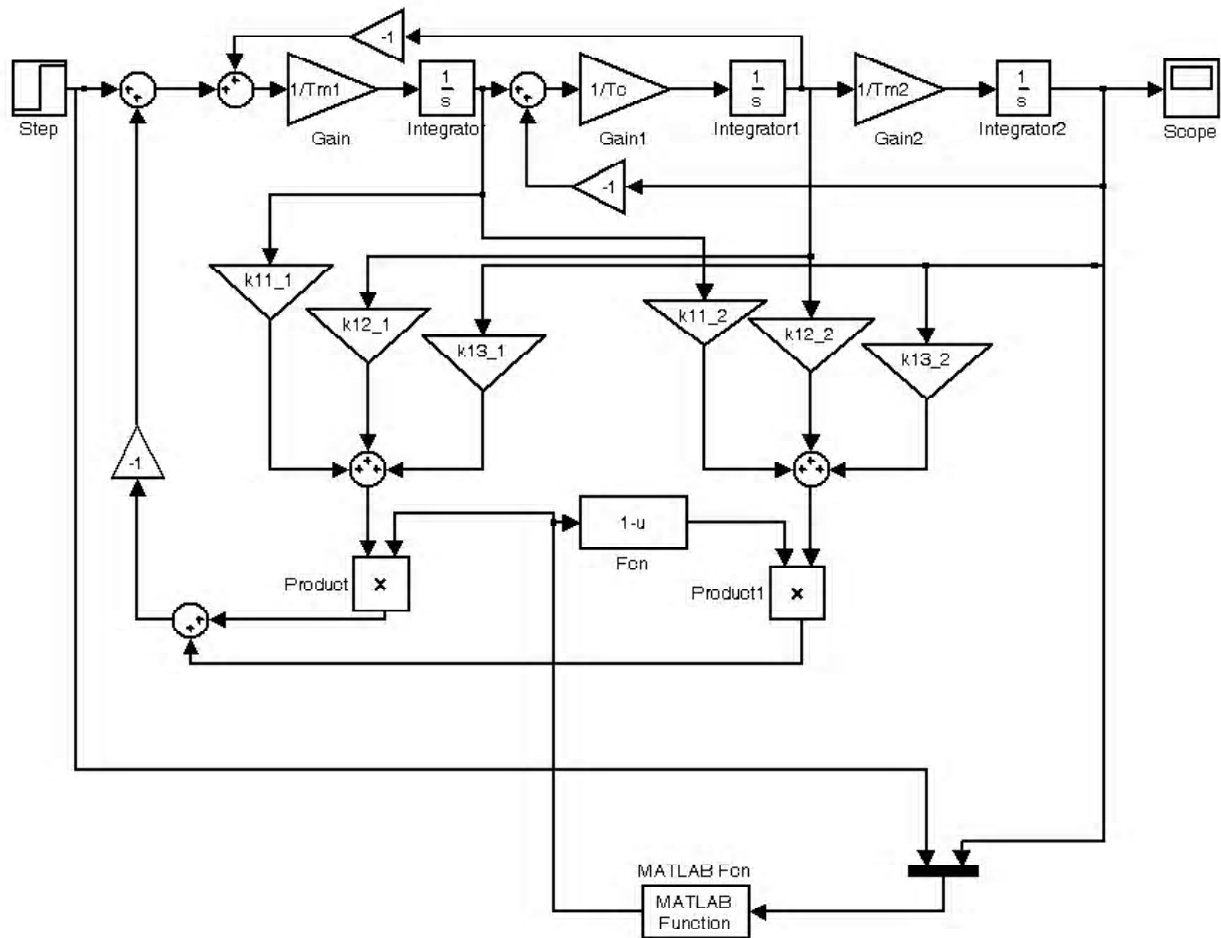


Рис. 2. Модель системи в Simulink

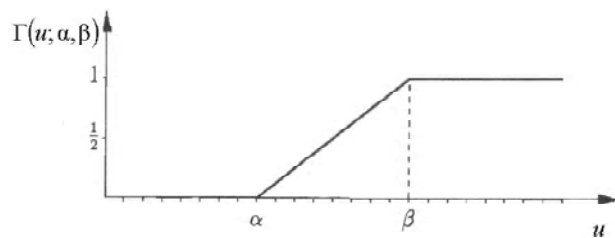


Рис. 3. Функція належності $\Gamma(u; \alpha, \beta)$

$$\Gamma(u; \alpha, \beta) = \begin{cases} 0, & u < \alpha \\ (u - \alpha) / (\beta - \alpha), & \alpha \leq u \leq \beta \\ 1, & u > \beta \end{cases} \quad (\text{див., напр., [9]}).$$

Результати симуляції при $\alpha = 0,2, \beta = 0,8$ в залежності від часу показано на рис. 4.

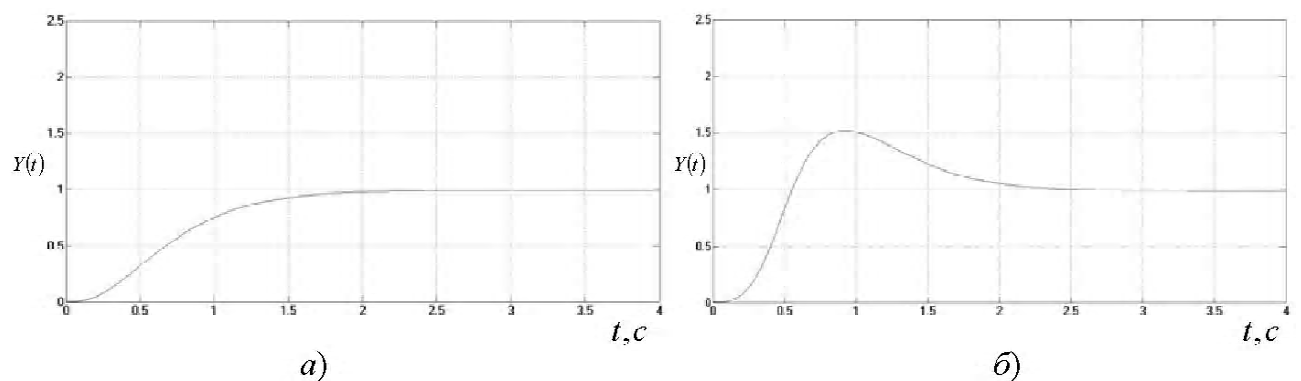


Рис. 4. Перехід між двома стійкими підсистемами з різними значеннями середньгеометричного кореня. Від меншого до більшого а) та навпаки б)

При цьому вихідний сигнал кожного з трьох інтеграторів в залежності від часу подано нижче (рис. 5 та 6).

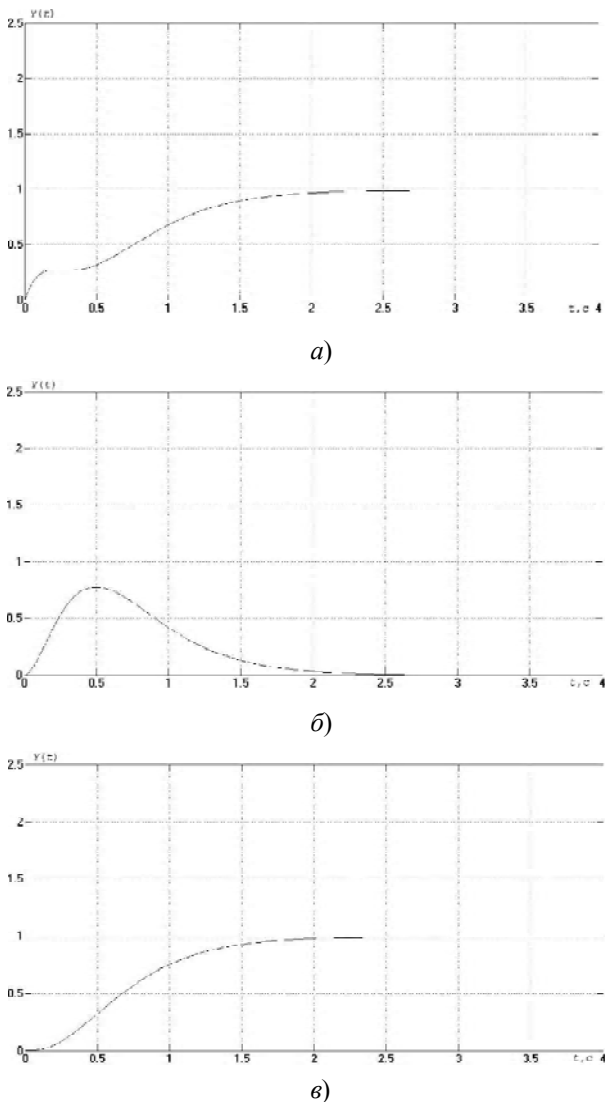


Рис. 5. Вихідний сигнал інтеграторів у випадку, що відповідає рис. 4, а) перший б) другий в) третій інтегратор відповідно

У першому випадку відбувається плавний перехід від системи з малою швидкістю до системи з більшою швидкістю. У другому ж випадку – навпаки, і тому спостерігається перерегулювання. Надалі будемо розглядати лише другий випадок.

В залежності від параметрів α та β швидкість наростання сигналу та рівень перерегулювання можуть змінюватись (рис. 7).

Така система дає змогу покращити інтегральні показники якості $I_1 = \int u^2(t)dt$; $I_2 = \int tu^2(t)dt$; $I_3 = \int |u(t)|dt$; $I_4 = \int t|u(t)|dt$ (рис. 8–рис. 11).

Якщо розглядати класичну систему, налаштовану на біноміальну форму з $\omega_0 = 4$, то в цьому випадку $I_1 = 0,5216$, $I_2 = 0,1758$, $I_3 = 0,7885$, $I_4 = 0,4653$. У за-

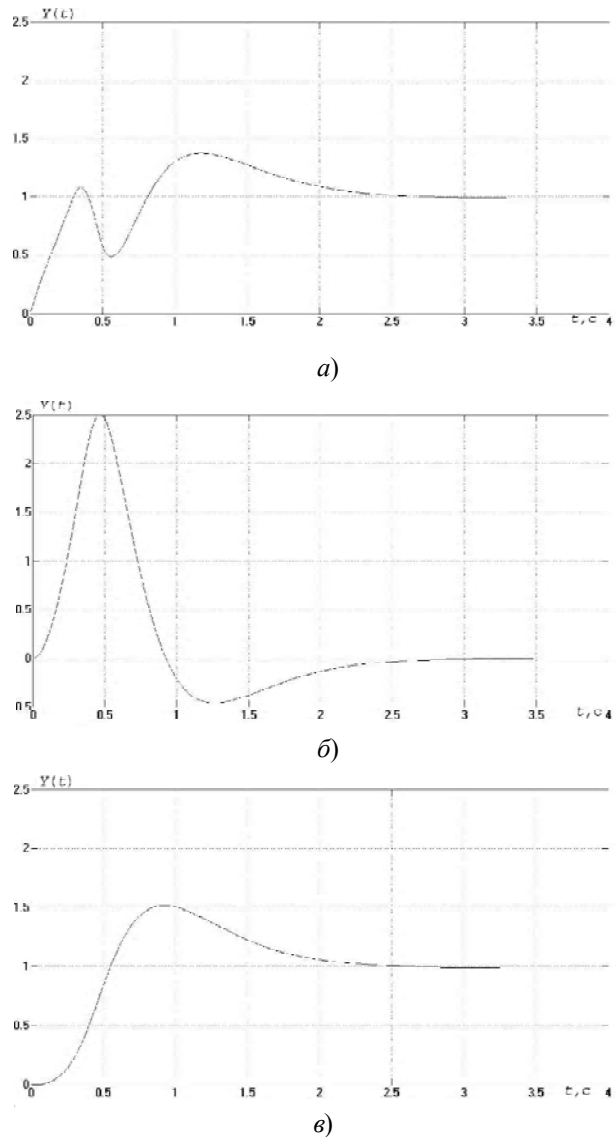


Рис. 6. Вихідний сигнал інтеграторів у випадку, що відповідає рис. 4, б) перший в) третій інтегратор відповідно

а) перший б) другий в) третій інтегратор відповідно

лежності від значення параметрів α та β запропонована система забезпечує вигреш в півтора-два рази. Крім того, значний вигреш отримується у часі першого досягнення усталеного значення (1,662 с в найгіршому випадку проти 4 с в класичній системі) та входження в 5 % зону (2,3722 с в найгіршому випадку проти 4 с в класичній системі). Оптимальними з точки зору швидкодії та величини перерегулювання є такі значення параметрів функції належності: $\alpha = 0,7$, $\beta = 1,0$.

3. Випадок нестійкої підсистеми з двома коренями в правій півплощині

Розглянемо тепер випадок, коли одна з двох підсистем системи керування приводить до передавальної функції системи з характеристичним поліномом виду

$$H(p) = (p + \omega_0) \left((p + a)^2 + b^2 \right), \quad a^2 + b^2 = \omega_0^2,$$

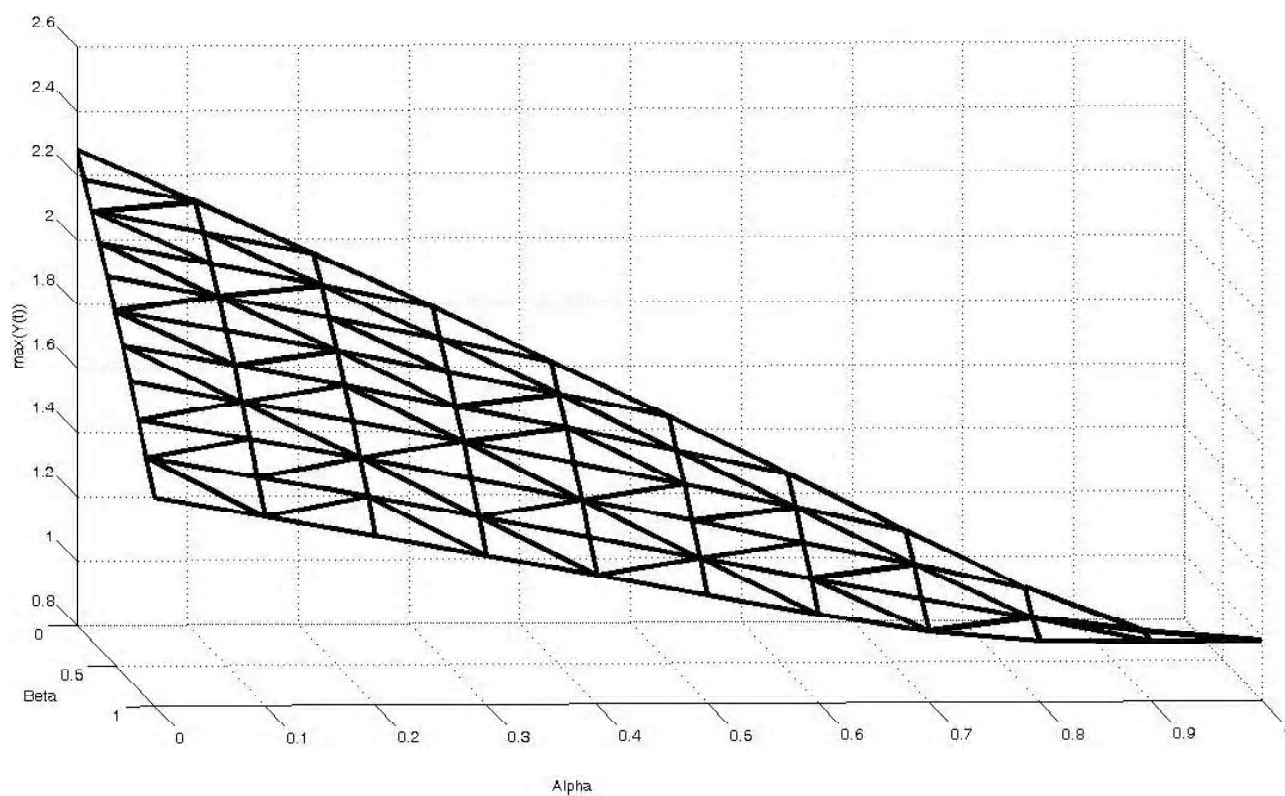


Рис. 7. Залежність максимального перерегулювання від параметрів α та β

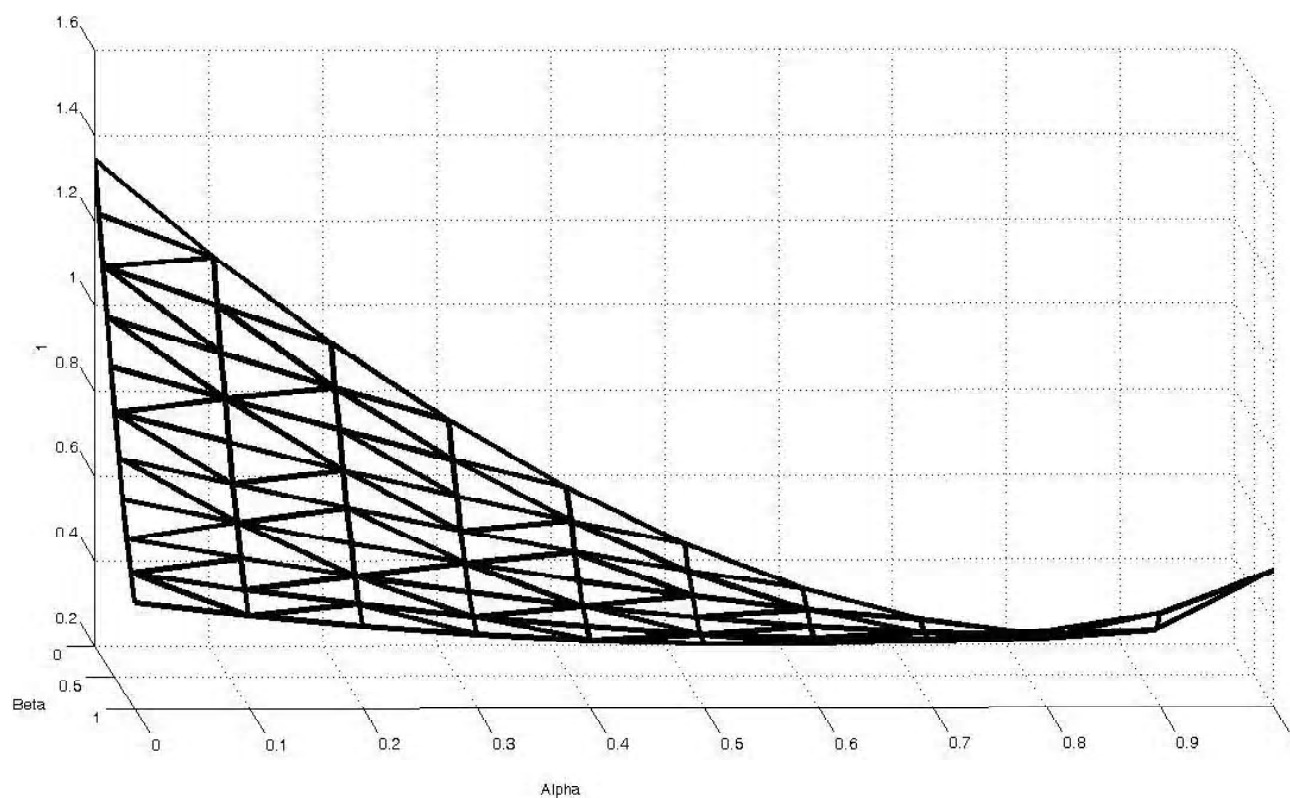
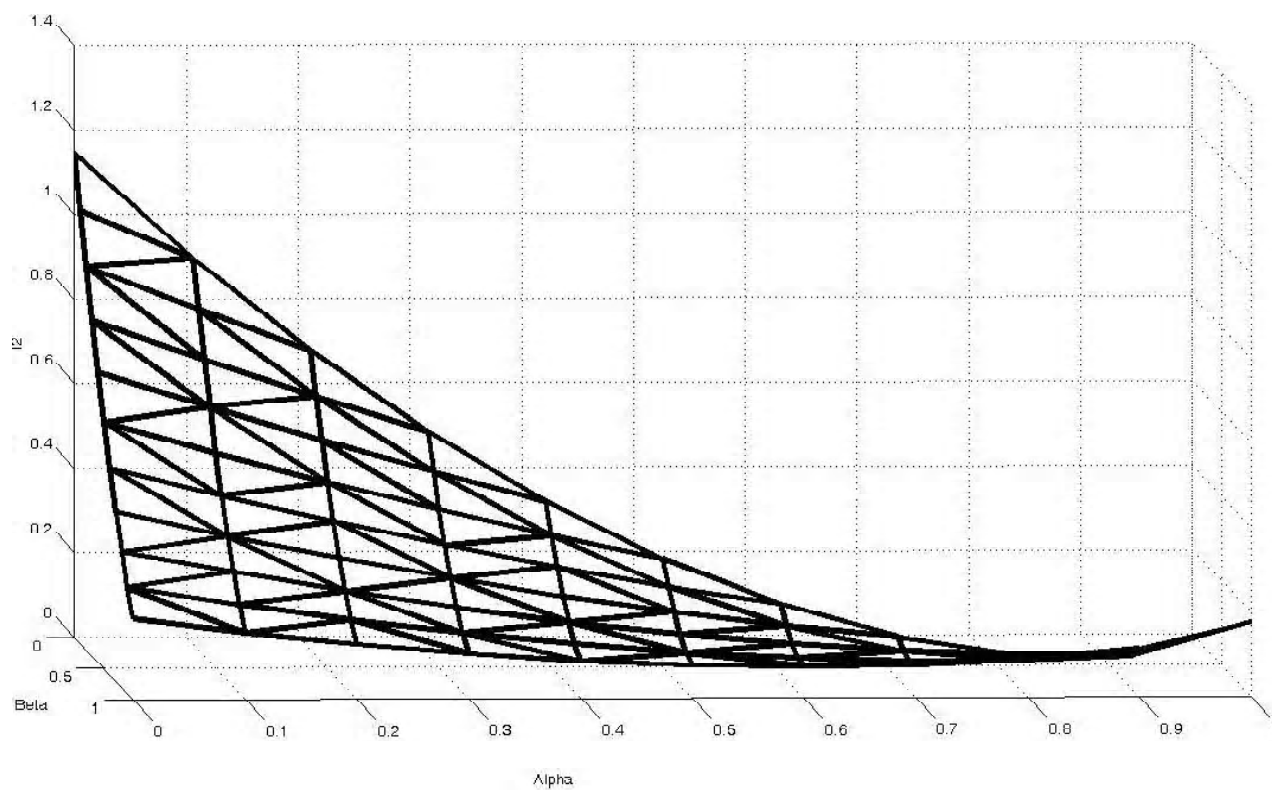
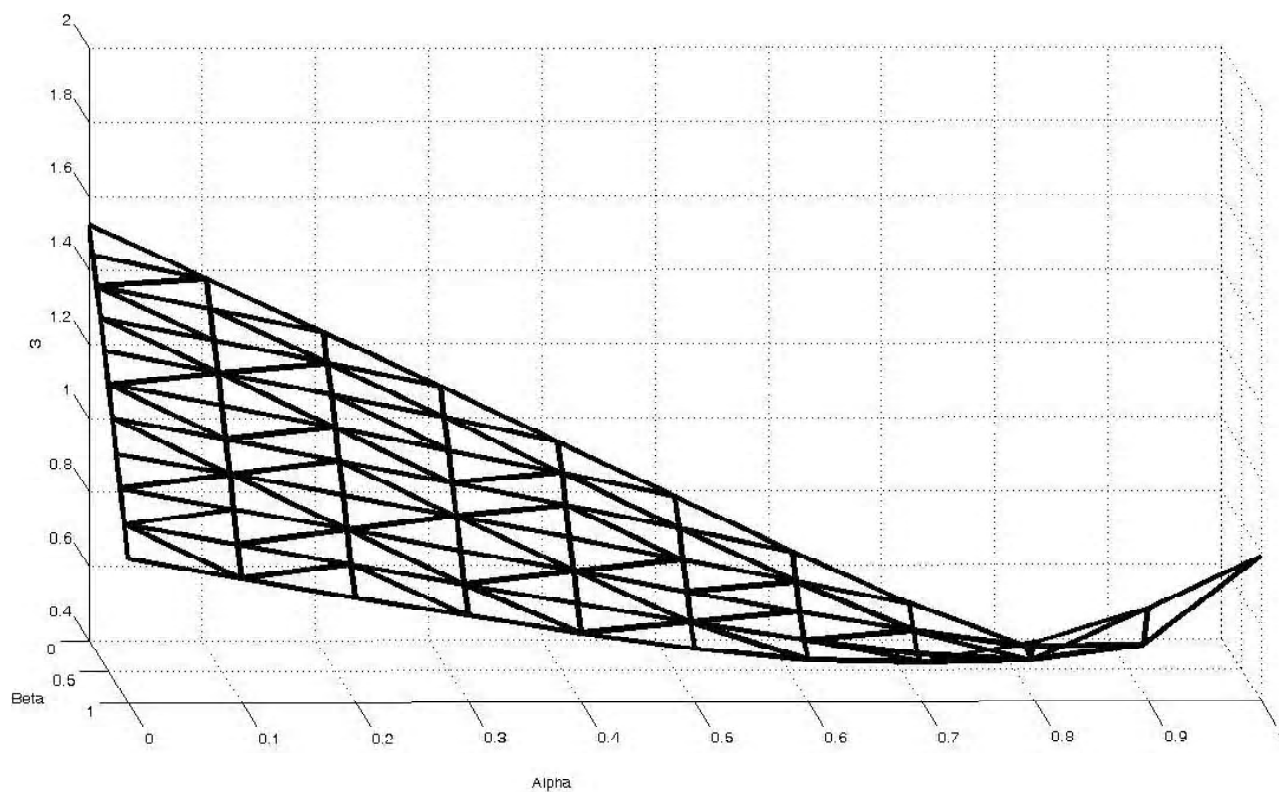
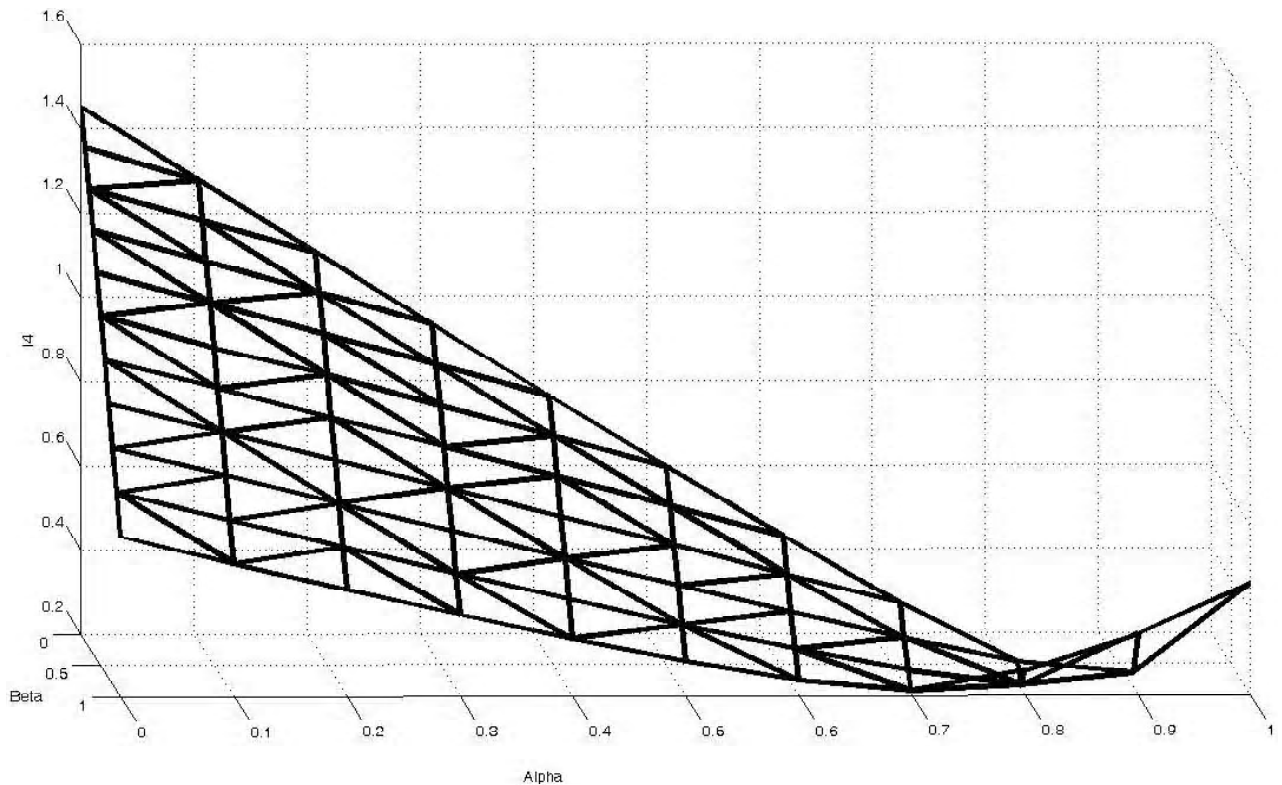


Рис. 8. Значення I_1 для різних значень α та β

Рис. 9. Значення I_2 для різних значень α та β Рис.10. Значення I_3 для різних значень α та β

Рис. 11. Значення I_4 для різних значень α та β

де значення середньгеометричного кореня $\omega_{0_2} = 4$ дорівнює значенню середньгеометричного кореня для стійкої підсистеми, $a, b = 1$ – параметри, що задають траєкторію руху кореня. Коефіцієнти $k_{11_1}, k_{12_1}, k_{13_1}$ обчислюються так само, як у попередньому пункті, а коефіцієнти нестійкої підсистеми

$$\begin{aligned} k_{11_2} &= T_{M1}(\omega_{0_2} + 2a), \\ k_{12_2} &= \left((2\omega_{0_2}a + a^2 + b^2) - \frac{1}{T_C T_{M2}} \right) T_C T_{M1} - 1, \\ k_{13_2} &= (\omega_{0_2}a^2 + \omega_{0_2}b^2) T_C T_{M1} T_{M2} - T_{M1}(\omega_{0_2} + 2a). \end{aligned} \quad (2)$$

Результати симуляції при $\alpha = 0,2, \beta = 0,8$ подано на рис. 12.

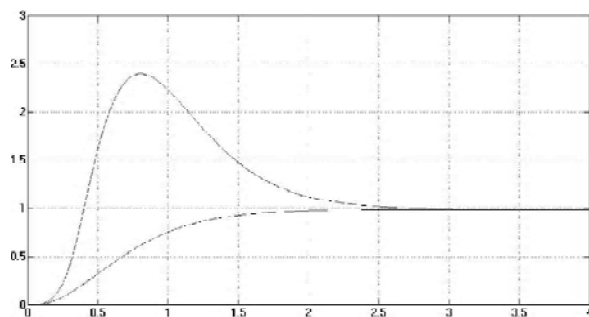
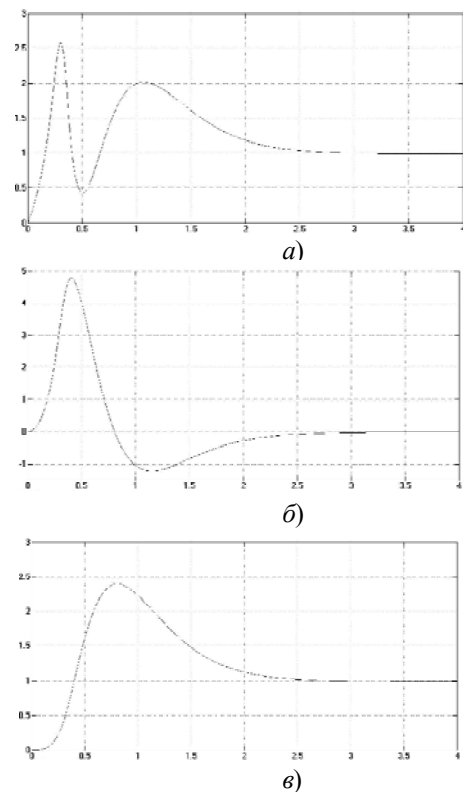


Рис. 12. Результат симуляції системи з коефіцієнтами (2)

При цьому вихідний сигнал кожного з трьох інтеграторів подано нижче (рис. 13).

Рис. 13. Вихідний сигнал інтеграторів у випадку двох коренів
а) перший б) другий в) третій інтегратор відповідно

На рисунку нижня лінія – це вихідний сигнал стійкої системи, що розглядається в [1] (аналог стійкої підсистеми в цій статті), а верхня лінія – вихідний сигнал системи, що розглядається в даному підпункті. Перерегулювання виникає через те, що перший інтегратор з рис. 13 встигає наінтегрувати завеликий рівень сигналу, а потім у зв'язку зі зміною сигналу, який надходить на перший суматор, та зміною значення параметра $\mu(e(t))$,

$e(t) = y_{\text{зад}} - y_{\text{вих}}(t)$, який є результатом MATLAB Function, відбувається розінтегрування. Наведемо залежність максимального перерегулювання від значення параметрів α та β (рис. 14).

Нижче наведено залежність вихідного сигналу та інтегральних показників якості від параметрів α та β (рис. 15–рис. 18).

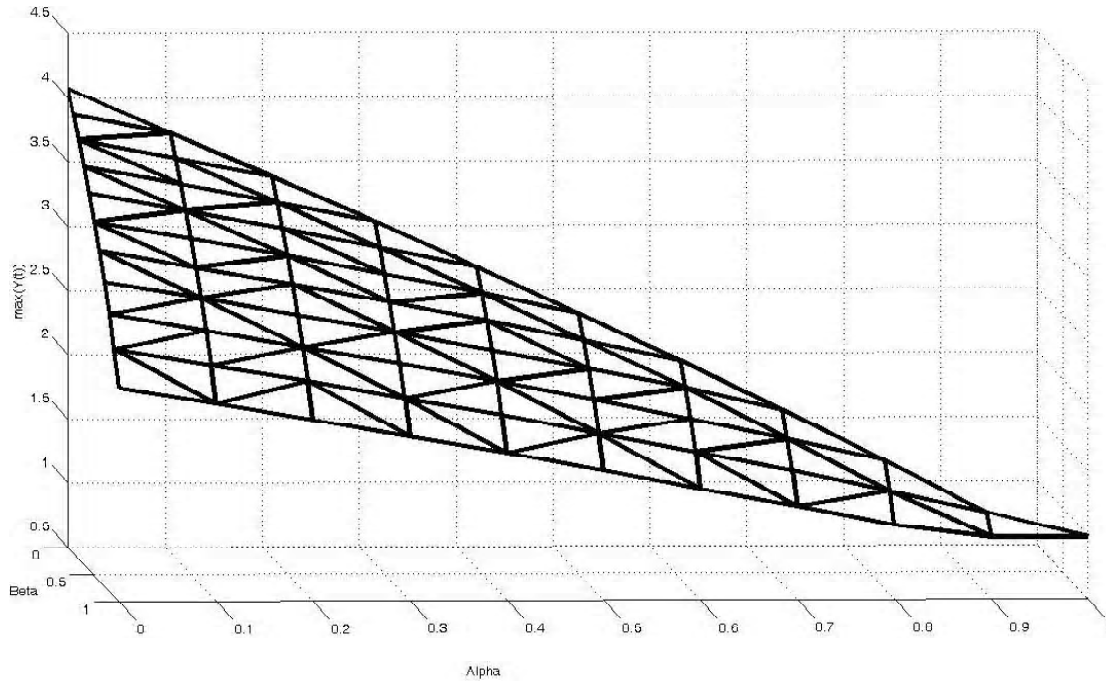


Рис. 14. Залежність максимального перерегулювання від значення параметрів α та β

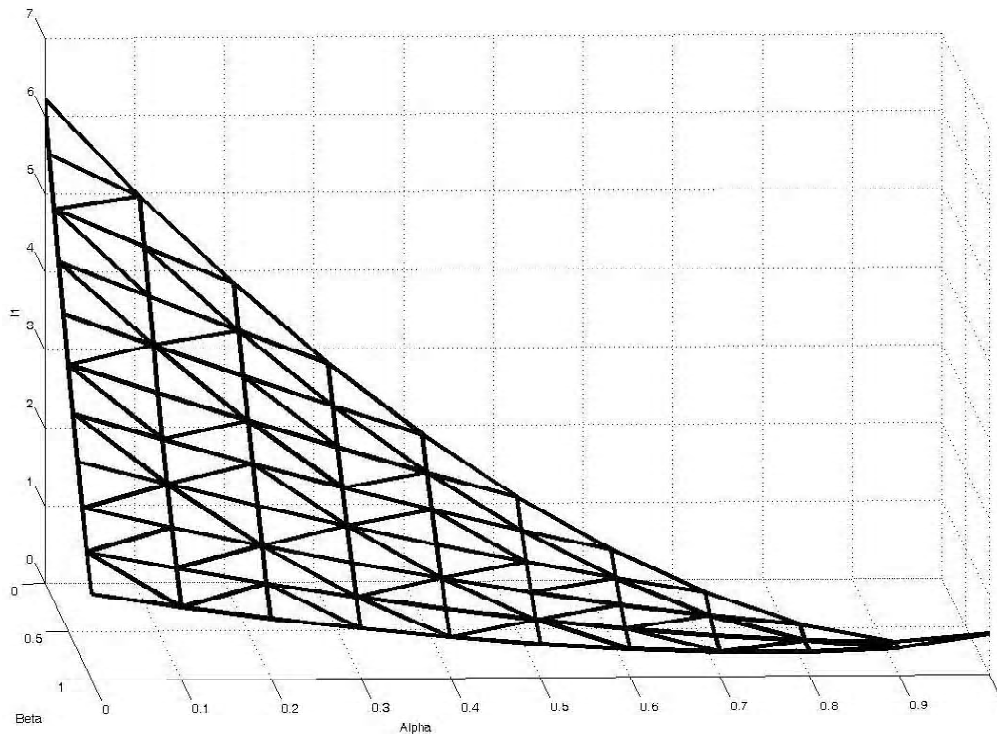


Рис. 15. Значення I_1 для різних значень α та β

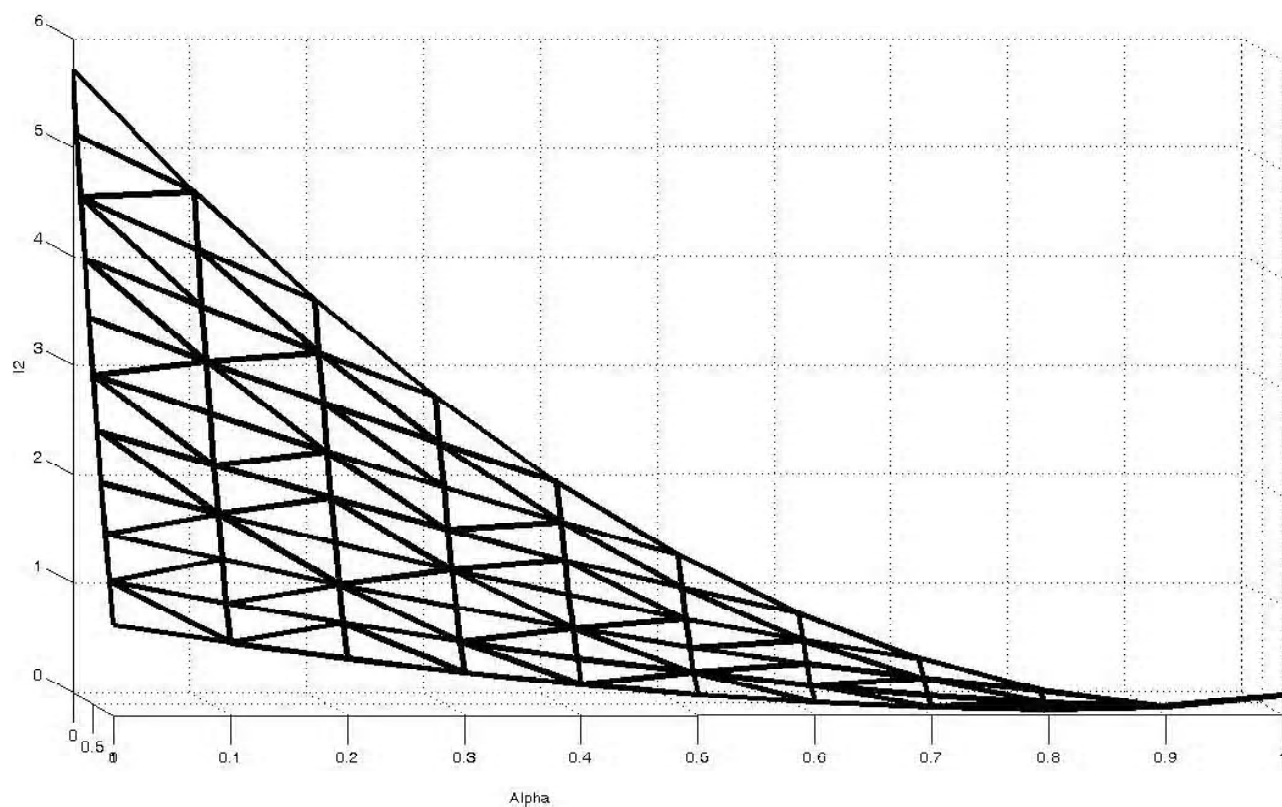


Рис.16. Значення I_2 для різних значень α та β

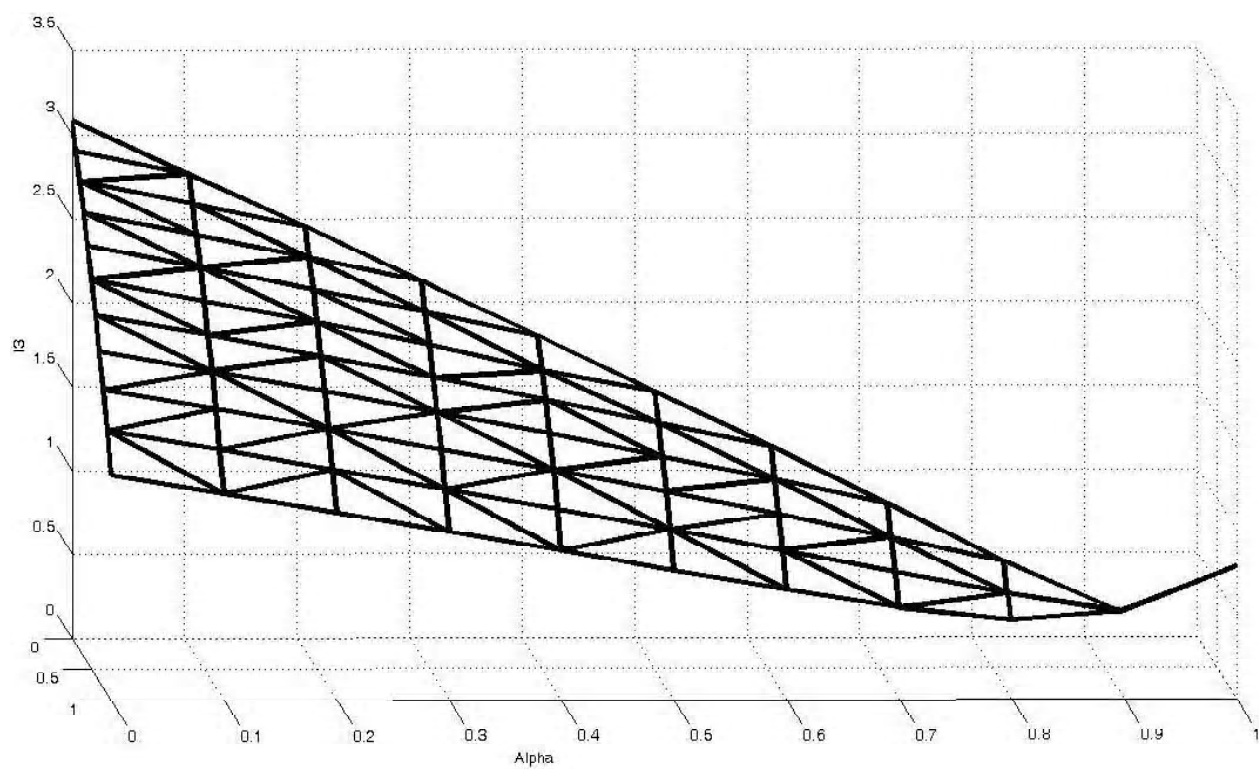


Рис. 17. Значення I_3 для різних значень α та β

Враховуючи, що в системі, що досліджується в цій статті, крім стандартних $\text{Re}(W)$ та $\text{Im}(W)$ існує ще й третій параметр $\mu(\varepsilon(t))$, доцільно при дослідженні такої системи використовувати не дво-, а тривимірний годограф.

Дану систему також можна інтерпретувати як класичну систему з параметром. Покажемо залежність фазово-частотної характеристики від функції належності $\mu(\varepsilon(t))$ на рис. 19.

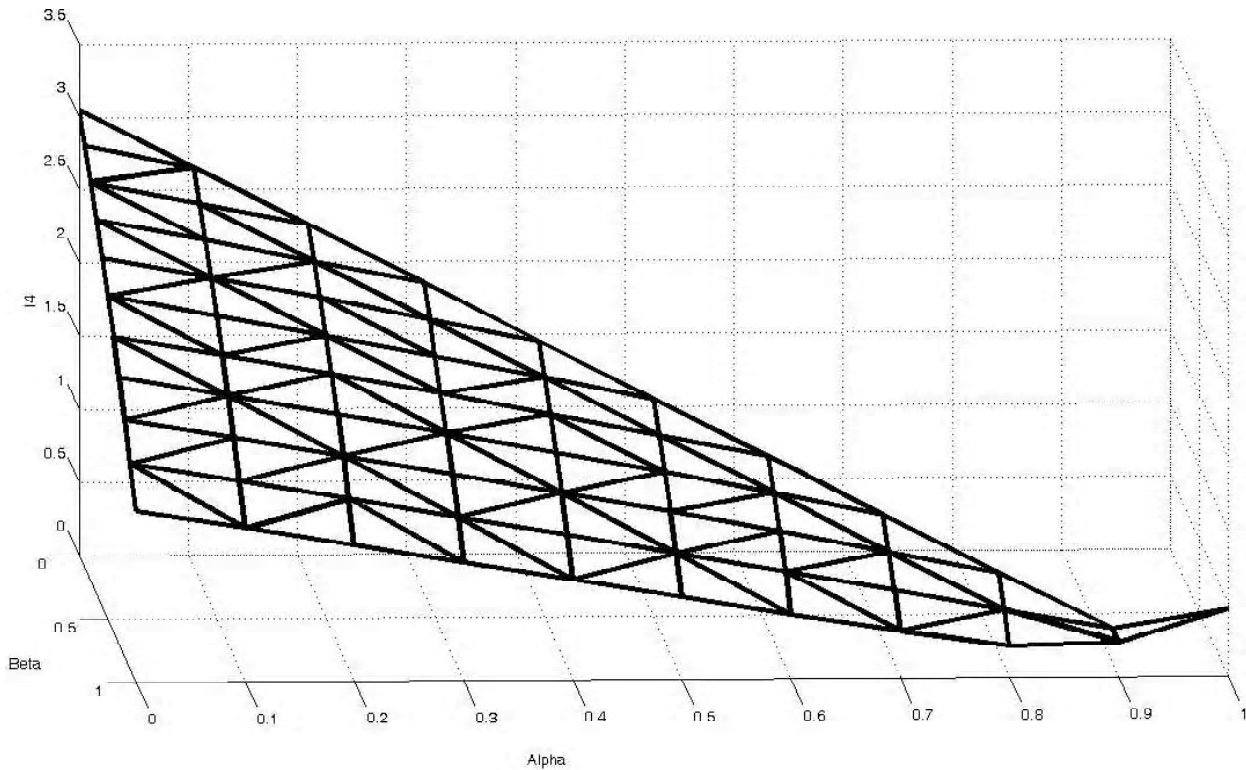


Рис. 18. Значення I_4 для різних значень α та β

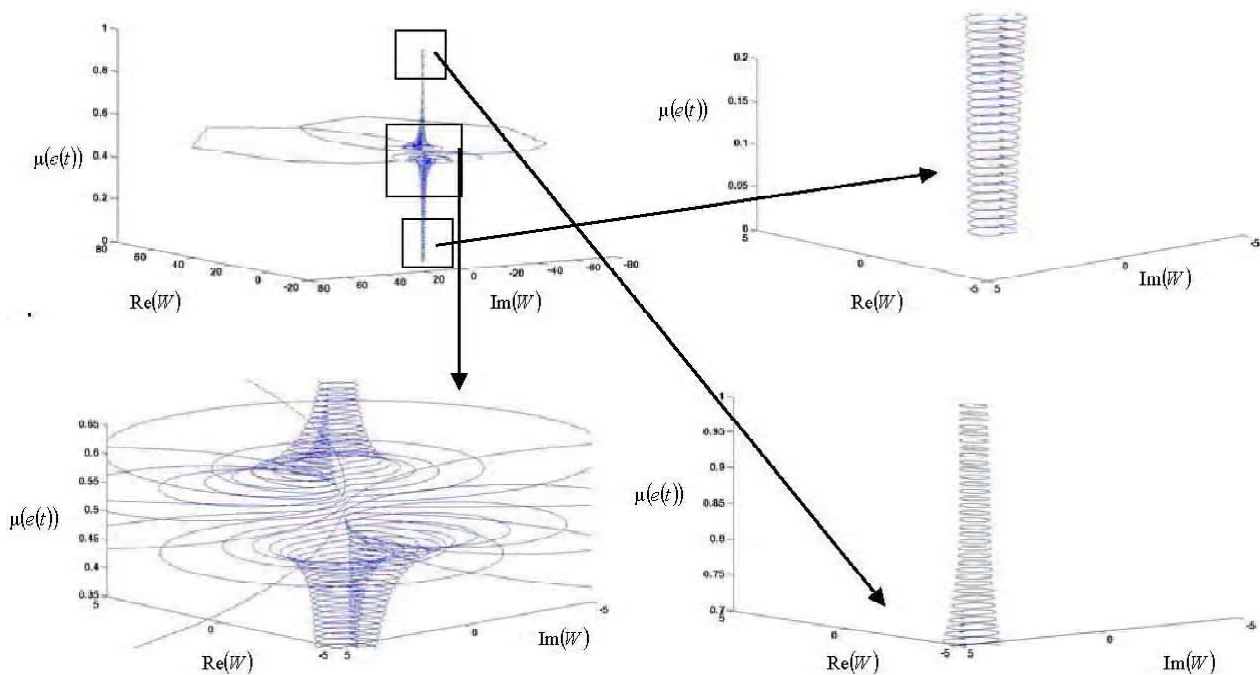


Рис. 19. Залежність фазово-частотної характеристики від часу для системи з коефіцієнтами (2)

Звідси бачимо, що при збільшенні значення функції належності система переходить від нестійкого стану до залежності від значення параметрів α та β запропонована в цьому пункті система забезпечує виграш до двох з половиною разів. Найбільш оптимально система працює при значенні параметрів $\alpha = 0,8$, $\beta = 1,0$. При цьому час входження в п'ятивідсоткову зону дорівнює 1,415с, а час першого досягнення усталеного значення – 0,706 с.

Висновки

З усього вищевикладеного випливає, що запропонована система дає суттєвий виграш за основними показниками якості та швидкості функціонування. Друга частина статті буде присвячена дослідженню системи з нестійкою підсистемою, що має один корінь в правій півплощині, та роботі системи при дії зовнішніх збурень.

На жаль, авторам ще не вдалось повною мірою сформулювати просторовий параметричний критерій стійкості систем, але це буде предметом подальшого дослідження.

Список літератури

1. Марущак Я. Ю. Синтез електромеханічних систем з послідовним кроком та паралельним коригуванням / Марущак Я. Ю. – Львів : Видав. НУ «Львівська політехніка», 2005. – 208 с.
2. Башарин А. В. Управление электроприводами / Башарин А. В., Новиков В. А., Соколовский Г. Г. // Ленинград: «Энергоиздат», 1982. – 391 с.
3. Wang L. X., Mendel J. M. Generating fuzzy rules by learning from examples // IEEE Trans. on System, Man and Cybernetics. – 1992. – Vol. 22, No 6. – P. 1414–1427.
4. Yager R., Filev R. Podstawy modelowania i sterowania rozmytego. – WNT : Warszawa, 1995 – 388 st.
5. Лозинський А. О. Застосування fuzzy logic регулятора в системах керування за повним вектором стану // Вісник ХДПУ «Проблеми автоматизированного електропривода. Теория и практика». Спец. вип. – Харків, 1998. – С. 388–389.
6. Лозинський А. О. Аналіз стійкості систем з регулятором Такагі-Сугено / А. О. Лозинський, Л. І. Демків // Донецьк : ІПШ МОН і НАН України «Наука і освіта». – 2008. – № 4. – С. 545–549.
7. Лозинський А. О. Дослідження стійкості систем з регулятором Такагі-Сугено-Кангі / А. О. Лозинський, Л. І. Демків // Харків : Вісник НТУ «ХП» «Проблеми автоматизированного электропривода». – 2008. – Вип. 30. – С. 89–90.
8. Takagi T. Fuzzy identification of systems and its application to modeling and control / T. Takagi, M. Sugeno // IEEE Trans. on Syst. – 1985. – Том SMC-15, №1. – С. 116–132.
9. D. Driankov Wprowadzenie do sterowania rozmytego / D. Driankov, H. Hellendoorn, M. Reinfrank // Варшава «Wydawnictwa Naukowo-Techniczne», 1996. – 320 с.

Поступила в редакцію 28.09.09 г.

Після доработки 14.12.09 г.

Лозинский А. О., Демкив Л. И. Исследование устойчивости систем с неустойчивой подсистемой. Часть 1.

В первой части статьи на примере двухмассовой системы рассмотрен принцип построения системы регулирования, которая сочетает свойства двух подсистем управления по полному вектору состояния. Исследована устойчивость всей системы в зависимости от устойчивости каждой из подсистем, из которых она состоит.

устойчивость, регулятор Такаги-Сугено, нечеткая логика, динамическая система, фазово-частотная характеристика

Lozynsky A., Demkiv L. Stability investigation of systems with unstable subsystem. Part 1.

In the first part of the paper, taking as an example the two mass system, authors considered the principle of construction of control system which combines properties of two control subsystems by the full state vector. Also stability of the whole system according to stability of each it's subsystem was investigated.

stability, Takagi-Sugeno control, fuzzy logics, dynamic system, phase-frequency characteristic

УДК 621.313.333

Д. О. Кулагін¹, О. С. Качур¹, П. Д. Андрієнко д-р техн. наук²¹Запорозький національний технічний університет²НДІ «Перетворювач», м. Запоріжжя

Розробка моделі модернізованого частотно-керованого тягового електропривода зі змінним алгоритмом керування дизель-поїзда ДЕЛ-02

Розроблено модель системи асинхронного електропривода дизель-поїзда з додатковим внутрішнім зворотнім зв'язком за частотою поля двигуна.

дизель-потяг, алгоритм, структура, керування, модернізація, моделювання

Сучасний дизель-поїзд ДЕЛ-02 (моторні вагони) обладнаний електродвигунами змінного струму. Живлення асинхронних двигунів (АД) індивідуальне, кожен від свого автономного інвертора напруги (АІН). Керування тяговим електроприводом (ТЕП) виконується системою зі змінним алгоритмом: при русі й розгоні поїзда регулювання напруги АД здійснюється методом широтно-імпульсної модуляції з подальшим переходом на амплітудне регулювання, що забезпечує мінімальні енерговитрати в електропередачі й малі пульсації моменту при розгоні [4]. Мікропроцесорний блок керування забезпечує перехід між алгоритмами роботи ТЕП в режимах тяги й гальмування за оптимальними законами [5].

Силову частину схеми керування ТЕП, що зараз використовується у дизель-поїзді ДЕЛ-02 (рис. 1), складається з дизель-генератора ДГ, синхронного генератора СГ, некерованого випрямляча НВ, блока фільтрів БФ, автономного інвертора напруги АІН, датчика швидкості (ДШ). Окрім того, в каналі керування АІН міститься комплексний пристрій автоматики (КПА), до якого надходять сигнали зворотного зв'язку за швидкістю та активним струмом з АД та сигнал датчика завантаження дизеля (ДЗД). До складу КПА входить задавач інтенсивності та регулятор швидкості.

Вхідний сигнал до ДЗД формується машиністом дизель-потяга шляхом впливу командоконтролером на роботу дизель-генератора. Даний спосіб керування є неефективним, бо залежить від особистісного фактора машиніста. Досвідчені машиністи можуть економити до 15 % палива [6], проте, можуть виникати ситуації перевитрат палива в порівнянні із закладеним до карти руху дизель-поїзда. Ефективного використання палива можна досягти, повністю автоматизувавши систему керування ТЕП [2, 6].

Сигнали, що надходять до КПА, подаються на регулятор швидкості, який в свою чергу через задавач інтенсивності формує частоту струму статора АД та ко-

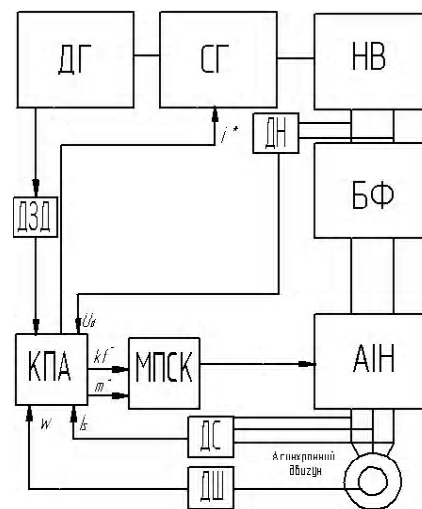


Рис. 1. Функціональна схема тягового електропривода дизель-поїзда ДЕЛ-02

ефіцієнт модуляції для АІН, які подаються в мікропроцесорну систему керування (МПСК). МПСК обробляє ці сигнали та подає імпульси щодо керування ключами АІН.

Даній системі притаманні великі пульсації активної складової струму (рис. 2) [7] та, як наслідок, нестабільність тягового моменту, що обумовлює необхідність її модернізації.

Проаналізувавши існуючу систему, було виявлено ряд її слабких місць, за рахунок покращення яких можна отримати більш якісні перехідні характеристики роботи частотно-керованого тягового електропривода (ЧКТЕ) (рис. 3):

- некомпенсованість ЕРС обертання призводить до суттєвого погіршення характеристик роботи ЧКТЕ під час різкої зміни навантаження (проковзування колісної пари, рух потяга в гору та згори);

- керування швидкістю руху поїзда здійснюється машиністом через ручне задання потужності дизель-

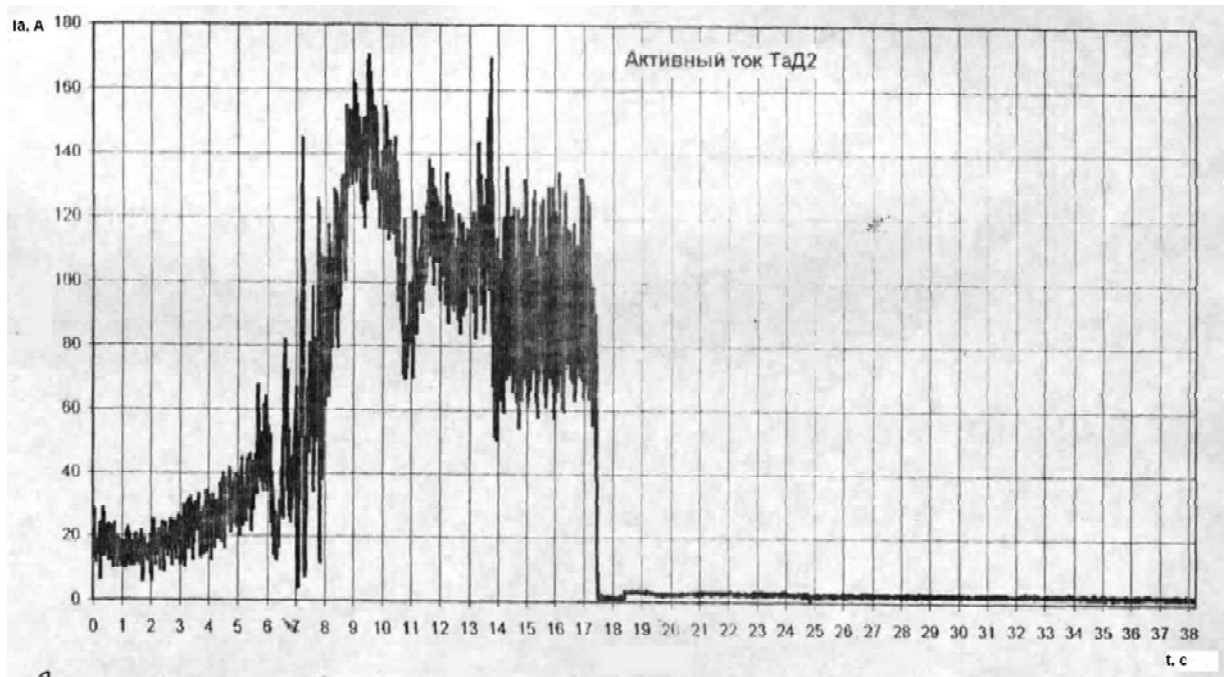


Рис. 2. Осцилограма активної складової струму АД дизель-поїзда ДЕЛ-02 при розгоні з існуючою системою керування ТЕП (масштаб осі часу 1 с/поділку (под.), осі струму 20 А/под.)

генератора, що може призвести до неефективної роботи дизель-генератора (його перевантаження або недо-вантаження);

– наявність в конструкції МПСК власного задавача інтенсивності призводила до пульсацій активної складової струму та нестабільності тягового моменту.

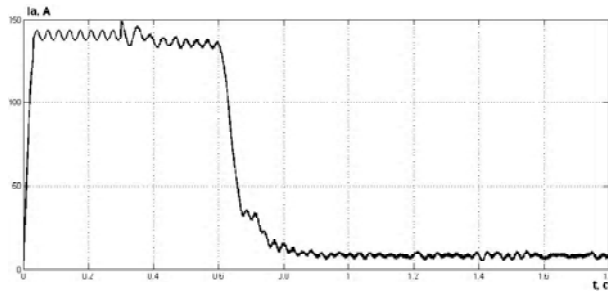


Рис. 3. Осцилограма активної складової струму АД дизель-поїзда ДЕЛ-02 при розгоні з модернізованою системою керування ТЕП (масштаб осі часу 0,2 с/под., осі струму 50 А/под.)

Метою роботи є модернізація ЧКТЕ дизель-поїзда ДЕЛ-02 за рахунок використання системи зі змінним алгоритмом керування, спрямована на підвищення енергетичних та динамічних характеристик дизель-поїзда.

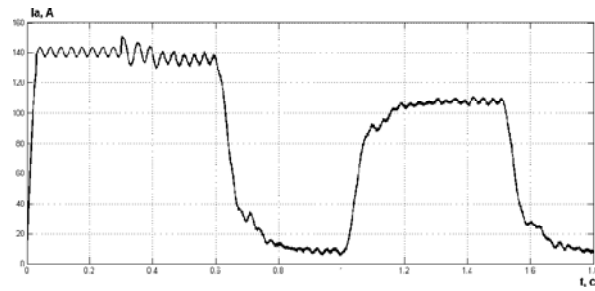
Процес моделювання модернізованої системи ЧКТЕ проводився за певних припущень. Маса причіпних вагонів не враховувалась, що дозволяло перевірити якість перехідних процесів без згладжування їх дією махового моменту, виникаючого за рахунок вагонів. Напруга дизель-генератора приймалася сталою синусоїдальною функцією, бо моделювання та модернізація дизель-ге-

нератора не є необхідними. В процесі дослідження модернізується тільки канал управління АІН.

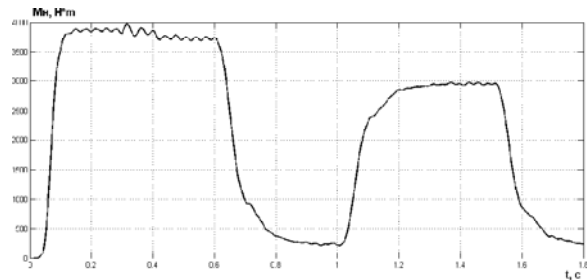
Моделювання проводилося при повному пусковому моменті. Не використовувалася система виходу на повний пусковий момент шляхом переходу на певні позиції командоконтролера машиніста (на рис. 2 активна складова струму наростає поступово), що дозволяє зменшувати перерегулювання струму при рушанні поїзда у ЧКТЕ, використовуюваному зараз.

В модернізованій системі зменшено пікові перерегулювання активної складової струму (рис. 3) на 26 % по відношенню до активної складової струму вихідної системи (рис. 2).

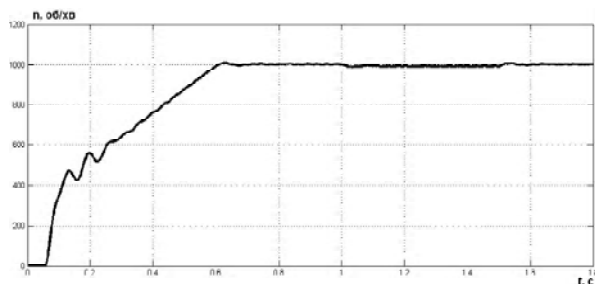
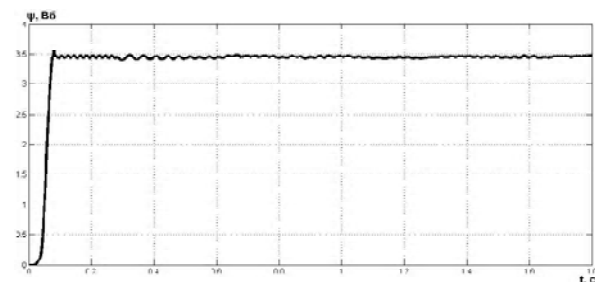
Функціональна система модернізованого ЧКТЕ показана на рис. 4, в якій до існуючої системи КПА-МПСК додано внутрішній контур регулювання з додатковим внутрішнім зворотним зв'язком за частотою поля двигуна. Проведена модернізація відповідає принципу декомпозиції по відношенню до складеної системи КПА-МПСК [3], бо цей принцип передбачає розподіл системи керування на складові елементи та модернізацію або заміну цих елементів. Дана схема містить задавач руху поїзда ЗРП, регулятор частоти РЧ, подвійний регулятор струму (ПРС), що складається з першого регулятора струму РС1 та другого регулятора струму РС2, блок обмеження БО, систему керування інвертором СКІ, датчик напруги ДН, датчик активного струму ДАС, датчик ЕРС ДЕРС, датчик швидкості ДШ, дизель-генератор ДГ, синхронний генератор СГ, некерований випрямляч НВ, блок фільтрів БФ та автономний інвертор напруги АІН.



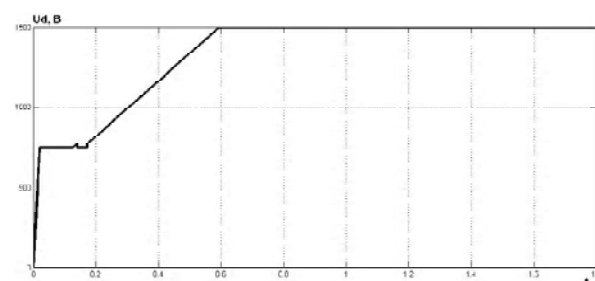
а) (масштаб осі часу 0,2 с/под., осі струму 20 А/под.)



б) (масштаб осі часу 0,2 с/под., осі моменту 500 Н·м/под.)

в) (масштаб осі часу 0,2 с/под., осі швидкості обертання вала двигуна 200 хв⁻¹/под.)

г) (масштаб осі часу 0,2 с/под., осі потокозчеплення 0,5 Вб/под.)



д) (масштаб осі часу 0,2 с/под., осі напруги 500 В/под.)

Рис. 5. Перехідні процеси модернізованої системи ЧКТЕ з АІН-ШІМ активного струму (а), тягового моменту (б), частоти обертання вала двигуна (в), потокозчеплення ротора (г) та напруги у колі постійного струму (д)

Висновки

1. Впроваджено систему зі змінним алгоритмом керування та подвійним регулятором струму до каналу керування АІН дизель-поїзда ДЕЛ-02.

2. Отримані результати моделювання показують можливість ефективної реалізації системи ЧКТЕ зі змінним алгоритмом керування та подвійним регулятором струму на базі АІН з ШІМ (зменшено перерегулювання активної складової статорного струму АД на 26 %, чим досягнуто стабільність тягового моменту).

3. Дослідження в даному напрямку є перспективним з огляду можливості переходу до двозонного керування інвертором та вирішення ряду інших технічних питань, що приведе до подальшого покращення якісних характеристик роботи дизель-поїзда.

Список літератури

1. Андриенко П. Д. Динамика двухконтурной системы регулирования скорости асинхронного двигателя с обратной связью по частоте / Андриенко П. Д., Шрейнер Р. Т., Волков А. В. // ЭП. Электропривод. – 1982. – № 9. – С. 5–8.
2. Басов Г. Г. Прогнозування розвитку дизель-поїздів для залізниць України: Посіб. для студ. спец. 100501 «Рухомий склад та спеціальна техніка залізничного транспорту». – Х.: Апекс+, 2004. – 239 с.
3. Горбачев В. А. Методы декомпозиции моделей непрерывных систем для моделирования в условиях распределенных ресурсов / Горбачев В. А., Волк М. А., Бабаев А. П. // Радиоэлектроника и информатика. – 1998. – № 1. – С. 35–38.
4. Кулагін Д. О. Моделювання квазівекторної системи частотно регульованого електроприводу асинхронного двигуна без давача швидкості / Кулагін Д. О., Качур О. С., Андрієнко П. Д. // Сборник материалов XV международной научно-технической конференция «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика». – Украина: АР Крым. – 2008. – С. 168–170.
5. Кражан В. С. Микропроцессорная система управления высоковольтным частотно-регулируемым электроприводом / Кражан В. С., Жорняк А. Э., Землянский В. В., Чепкунов А. И. // Вісник КДПУ ім. М. Остроградського. – 2008. – № 3(50). – С. 64–67.
6. Носков В. И. Моделирование и оптимизация систем управления и контроля локомотивов. Научное издание / Носков В. И., Дмитренко В. Д., Запоровский Н. И., Леонов С. Ю. – Х. : ХФИ «Транспорт Украины», 2003. – 248 с.
7. По результатам предварительных и приемочных испытаний электрооборудования дизель-поезда ДЭЛ-02: протокол испытаний №90-2004 / ОАО ХК «Лугансктепловоз», ЦКБ ИЦ «Транссерв». – Луганск, 2004. – 48 с.

Поступила в редакцію 30.11.09 г.

Кулагин Д. А., Качур А. С., Андриенко П. Д. Разработка модели модернизированного частотно-управляемого тягового электропривода со сменным алгоритмом управления дизель-поезда ДЭЛ-02.

Разработана модель системы асинхронного электропривода дизель-поезда с дополнительной внутренней обратной связью по частоте поля двигателя.

Kulagin D. O., Kachur O. S., Andrianko P. D. Development of model modernized frequency guided hauling electromechanic with the variable algorithm of management diesel-locomotiv of DEL-02.

The model of a Diesel train asynchronous electric drive system with additional intrinsic feedback by engine field frequency has been developed.

УДК 621.316.925.4

V. I. Gurevich Ph. D.

Central Electric Laboratory, Israel

Microprocessor Protection Devices: the Present and the Future

The paper presents the analysis of the basic constructive disadvantages of the present day microprocessor-based protective devices (MBR) and offers the basic principles for creating a new MBR that can be used in newly constructed devices.

Microprocessor-based protective devices, Relay damages, Relay protection reliability

Introduction

Electromechanical protective relays of the past generation completely met all the requirements set for protection devices of electrical power equipment for many, many years. In the latest microprocessor-based devices the function of relay protection has been united with functions of other devices: communication and data trans-mission devices, fault recorders, substation logic units, etc. Such multipurpose complexes are compared now to the individual one-functional electromechanical relays which have been functioning for decades and which are now considered as rather worn out. It is said about advantages of microprocessor relays compared to electromechanical relays as about absolutely obvious fact. What has been overlooked, though, is that these devices perform completely different functions which simply cannot be compared with each other [1]. Specialists of world leading manufactures have published a considerable number of half-advertising articles stressing only the positive qualities of microprocessor-based protective relays (MBR). There are a few publications of certain authors devoted solely to the analysis of problems, connected with transition to MBR although there are many more others. Though the problems connected with MBR expansion are obvious, the fact that their distribution is increasing and that they are replacing electromechanical relays completely is inevitable only because almost all world leading manufacturers have stopped producing electromechanical protective relays. It has happened not because electromechanical relays have insuperable disadvantages of any great importance (they just wore out and have not been improved for the last 30–40 years), but because of the enormous profit gained by MBR producers which is

© V. I. Gurevich 2010 p.

beyond comparison in relation to the manufacture of electromechanical protective relays [1]. As the future of relay protection is inevitably connected with MBR (at least, for complex protection functions), the forecast of ways of development of this equipment is of definite interest.

The analysis of principles structural lacks of MRB of present generation and suggestion is the purpose of this article on creation of MRB of next generation, intended for the again entered new objects.

1. Modern lines in designing microprocessor protection devices

1.1. If one considers the «Factor of Unit Functionality» (FUF) parameter-how many functions are there in a single MBR – one can ascertain that this parameter grows year after year. The MBR's physical size remains constant (or even decreases) and but its functionality continually increases. What is the reason of such a growth? In our opinion, there is no objective necessity to increase the FUF, it is only a matter of the competitive activity among MBR producers and their aspiration to excel each other in technological level of produced devices. As the FUF has direct relation to the technical and technological level of the equipment, increasing the FUF is usually associated directly with MBR technological level and capabilities of the manufacturer. Thus, we think, that increasing the FUF in MBR is no more than the means of competitive activity. Is this tendency useful and does it really results in increasing MBR quality? At first sight, yes, because, as it was already mentioned above, FUF increase is provided through the use of more progressive materials, elements and techno-

logies and is directly associated with MBR technological level increase. However, in practice everything appears to be not so simple. As progress in the sphere of new materials and technologies is in fact not as prompt as MBR producers want it to be, they use any methods to achieve their aim, i. e., to increase the FUF. Already there is a tendency to constantly make the software more and more complicated, to make the interface more intricate, to include huge amounts of functions that are not used in practice. All this makes work with MBR considerably more complicated and raises error probability owing to the «human factor» [1]. Some frequently promoted «outstanding abilities» of MBR, with increased FUF, such as, for example, full internal self-diagnostics, in practice appear to be no more than an advertising gimmick created to justify MBR complication and cost increase. How is it possible to speak about the efficiency of self-diagnostics, if it is not able to discover the replacement of a whole printed circuit board of the MBR, not to mention damages (and not only in a peripheral board, but also in the main board with the central processor). For example, such damages as the result of which MBR cannot contact the computer, or refuses to accept and remember absolutely correct setting changes, or it does not work in mode of measurement of input analog values (currents and voltages), destroys elements in the input and output cir-

cuits, and many, many others which are not discovered by the self-diagnostics system. And what can one call a MBR's supposed ability to constantly control even the serviceability of output electromechanical relays other than an advertising gimmick? It would be very interesting for us to learn how is it possible to control the serviceability of the electromechanical relay all the time without causing its to operate.

Our research has shown that the matter is about the control of a relay coil's continuity which is carried out by letting weak current flow through it, not causing the relay operation. Is it the relay coil but not its contacts that is the most loaded and most unreliable element? Certainly it is not, but it is much easier to organize a useless control of the coil, than the control of the condition of the contacts. Apparently for a new advertising slogan it is absolutely unimportant what exactly is controlled.

1.2. The MBR printed circuit board (PCB) is implemented more and more by using SMD (Surface Mounting Devices) technology; such that, the density of the SMD microcomponents on the board is so high, Fig. 1, that it is absolutely hopeless even to discuss troubleshooting and repairing such a PCB. One can only throw it out and replace it with a new one. Let the reader imagine the approximate cost of the relay REL-316 PCB with the CPU Intel-486 type, represented on (Fig. 1).

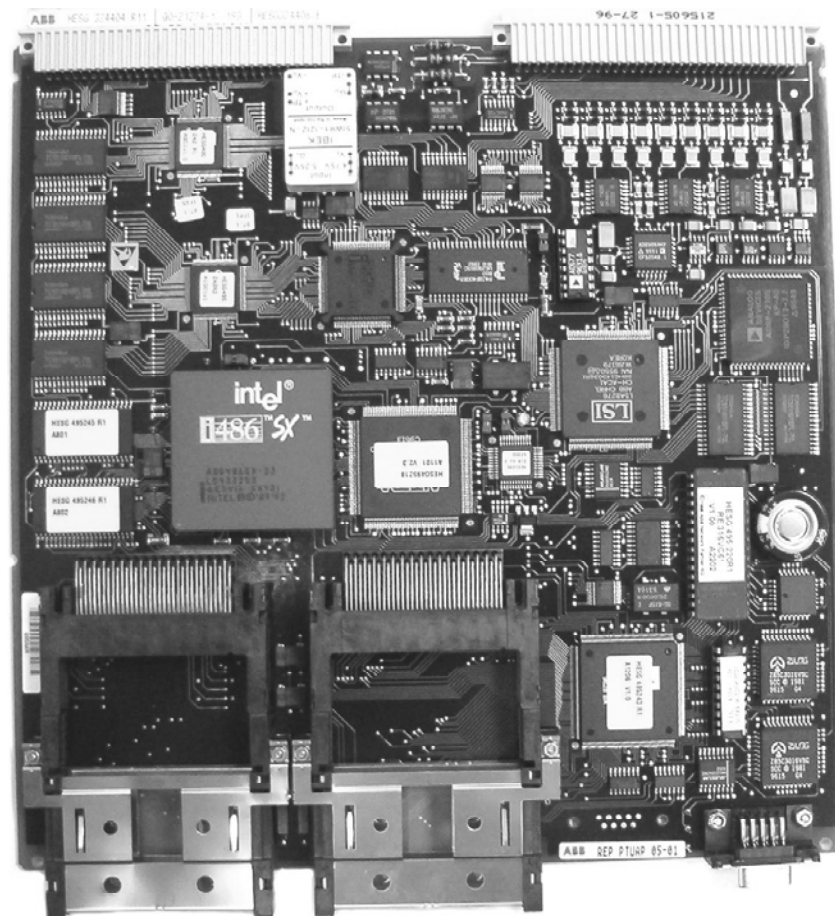


Fig. 1. Main board of the MBR series RE_*316 based on computer chip Intel-486

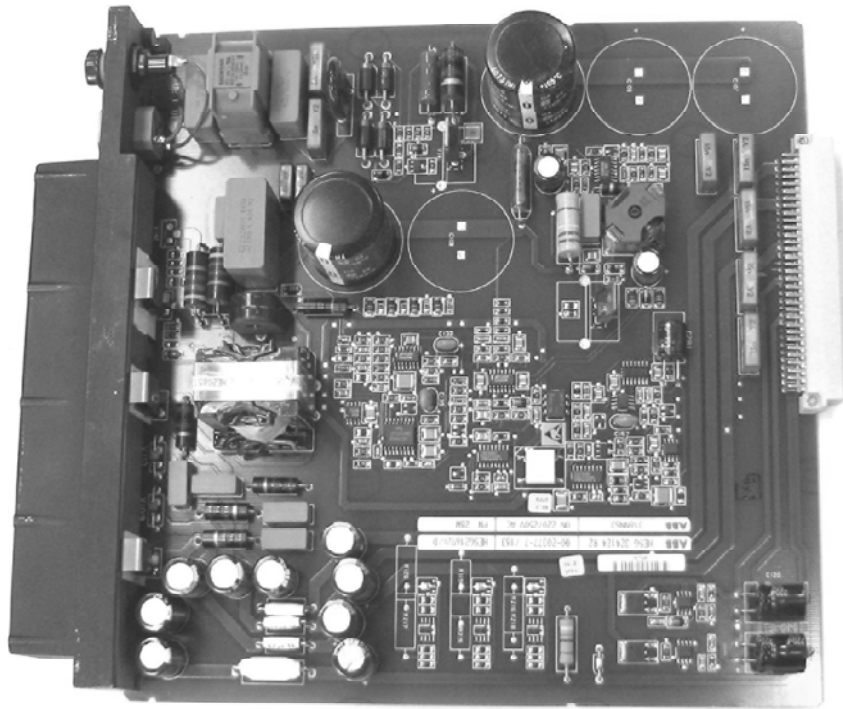


Fig. 2. The PCB of the switching power supply of the MBR, combining SMD microcomponents with large discrete elements of usual installation

Nowadays there is tendency to place SMD microcomponents together with large power elements, electrically connected with each other on one PCB (Fig. 2).

Taking into account the fact that manufacture companies never give the consumer detailed circuit diagrams of the PCBs, searching for malfunctions in them and repairing them are also very difficult. Often one has to throw

it out, despite number of large discrete components that are usually found on them. The tendency of increasing of the density installation is peculiar to PCBs on the basis of usual discrete elements.

When the matter concerns power supplies functioning at relatively high voltages and powers (Fig. 3), installations such as these result in a dangerous approach to printed

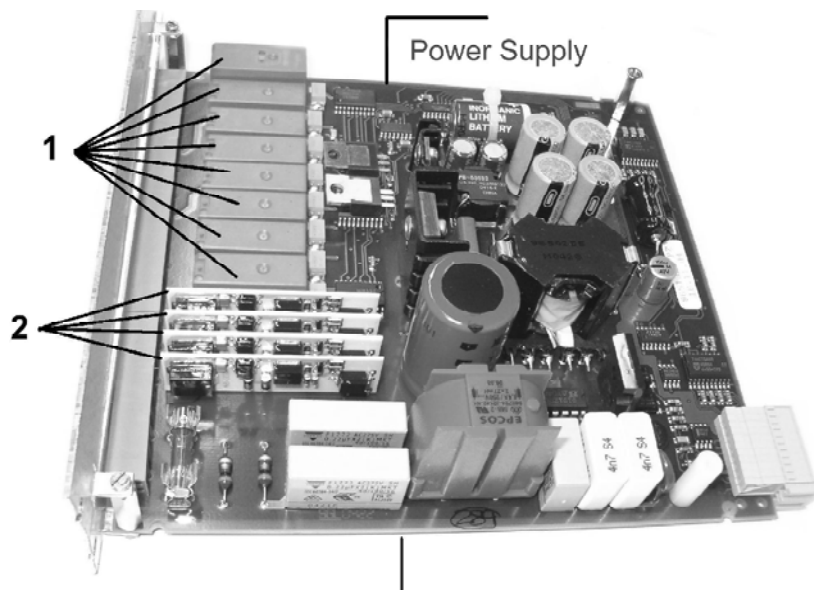


Fig. 3. The board of the MBR uniting different functional units and fully made on electronic elements of usual, but high-density installation

conductors with different potentials on the board and increase the possibility of electrical breakdown of dusty PCBs with the increase of humidity. In addition, dense installation makes thermal conditions of electronic components work more difficult which leads to a considerable shortening of their operating life. It is not at all simple and cheap to search for malfunctions and repair PCBs due to dense installation such as these and one should take into account the substantial expenditure of time this entails.

1.3. A serious problem is represented by electrolytic capacitors widely used in MBR power supplies. After 7–10 years of operation in switching high-frequency power supplies even high-quality capacitors produced by well-known Japanese companies begin to leak, emitting a chemically aggressive electrolyte. Even with this, the power supply functionality continues until adjacent microcomponents are destroyed or copper tracks of printed circuit dissolve. Even the layer of special firm lacquer called «mask» cannot save them (Fig. 4). Nobody would dare guarantee the good condition of the unit even after attempts have been made to rectify the damage and to put such

responsible device as MBR into operation again after damages of this kind.

1.4. Only the desire for decreasing the MBR dimensions can explain the fact that almost all the world-leading producers of MBRs use miniature electromagnetic relays for the direct switching of trip coils of high-voltage circuit breakers and to control rather powerful external intermediate relays. As it is shown in [2–4], the technical specifications of a vast majority of such relays fall short of their real operating conditions in the MBR. Naturally, this reduces protection reliability.

1.5. In some types of MBR produced by world-leading companies one finds small connectors (slots) in circuits with voltage 250 V which are not intended for functioning at such voltages. In order to decrease the risk of electrical breakdown between close outputs of miniature relays and connectors, one sometimes makes special cuts in PCB of MBR between the outputs (Fig. 5).

1.6. Constantly increasing the density of installation worsens the situation with electromagnetic compatibility, especially in the atmosphere of the increased risk of deli-

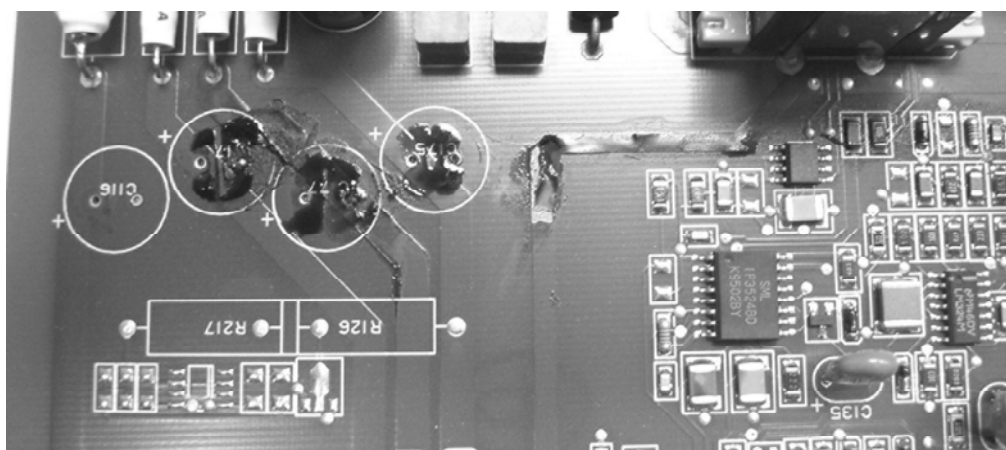


Fig. 4. Fragment of MBR PCB with damages caused by electrolyte leakage from capacitors

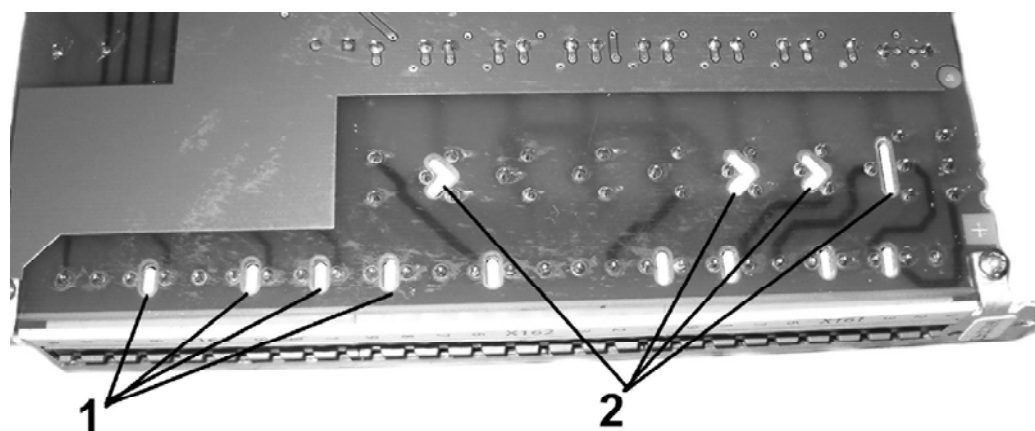


Fig. 5. Fragment of MBR PCB with cuts made between close outputs of small connectors (1) and miniature output relays (2), with the view of preventing of electrical breakdown

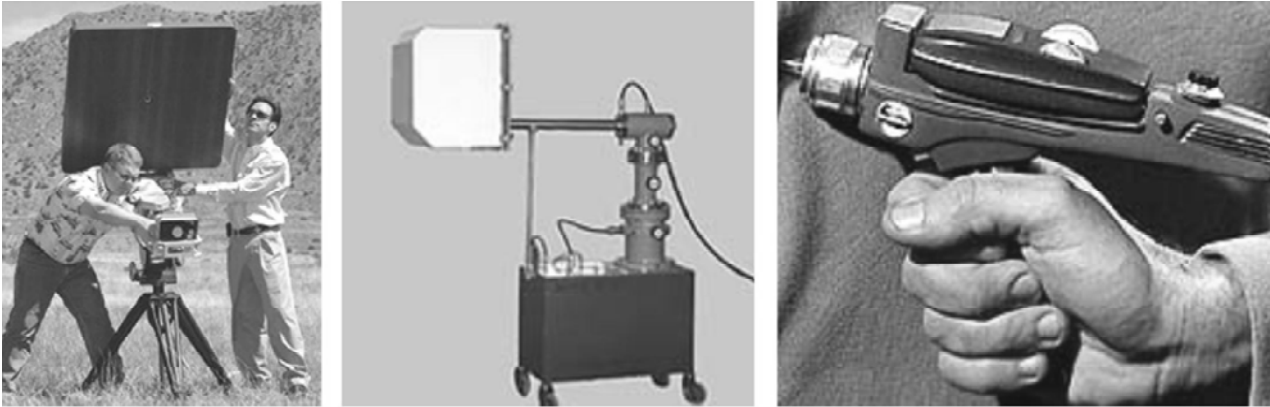


Fig. 6. Special powerful pulse ultrahigh-frequency generators used to impact on electronic equipment

berate remote impact on the MBR by very powerful directional electromagnetic pulses [5]. Special powerful pulse, ultrahigh-frequency generators (Fig. 6) allow disabling existing MBRs instantly from a distance of several tens of meters to half a kilometer even from a driving car, never mind from military target killers like electromagnetic bombs and warheads which anyone can freely buy at arms market today.

1.7. It should be absolutely obvious by now that constantly increasing the concentration of functions of relay protection in one device together with the simultaneous increase of loading factors of electronic components does not at all favour the growth of MBR reliability. In this case only one component serving any general purpose for the whole MBR unit can fail (central microprocessor, memory, power supply, etc.) and this will lead to the false switching off of an important power object or to serious damage because of the non-response of MBR in an emergency situation.

1.8. MBRs are expensive devices and they can be bought, as a rule, at competitive bidding. Not all MBR functional units have equal loading, equal thermal conditions and equal probability of failure, equal service life. Very loaded units like power supplies, input-output boards are most liable to failures such as electrical breakdown or thermal damage. Failures of central processor units are of absolutely a different character and are usually

connected not with physical damages, but with problems with the operating program. As a rule, units with input current and voltage transformers almost do not fail. In different models of MBRs of different producers the reliability indices of certain units may differ considerably. However, nowadays it is absolutely impossible to use functional units of MBRs of one type instead of the units with the same purpose of an MBR of other type. Moreover, even the substitution of an MBR of one producer for the MBR of another producer at functional substation causes difficulties due to great variety of forms and dimensions of these devices (Fig. 7).

1.9. Digital (logic) inputs in MBRs of a very widely spread type REL, REC, RET 316 series are implemented as a set of absolutely identical cells which are functionally INHIBIT logic elements (Fig. 8). The input and output of this circuit through the insulation optrons Opt1 and Opt2 are cut into the MBR electrical circuits connected with microprocessor. A signal coming from optron Opt2 logically simulates (repeats) the presence or lack of input voltage.

The functioning of this circuit may be blocked on a software basis. With this, the blocking signal is sent to the inhibiting input of a cell (Opt1 input) from the microprocessor through corresponding electronic circuits. The problem of this logic cell consists in the input signal high level (220–250 V DC), which should be reduced to the 1,5–2 V level at which the optron, Opt2, functions. The common



Fig. 7. Modern MBR of world leading producers

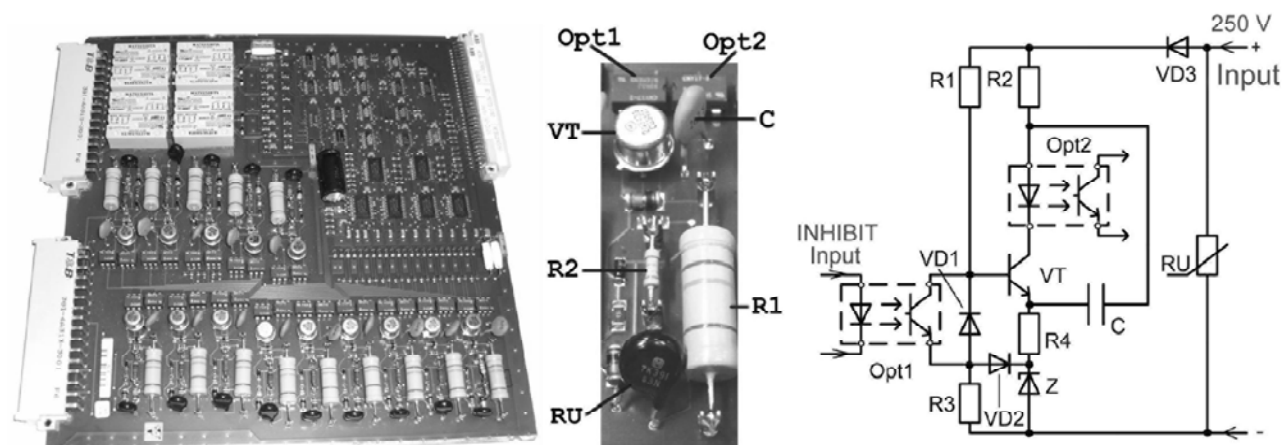


Fig. 8. Digital (logic) inputs of MBR RE_*316 series: PCB, one channel and its circuit schematic

current consumed by the circuit is divided between resistors R1 and R2 into approximately equal parts, this is why they both, in fact, should have had equal power. However two large resistors (like R1), especially with a distance between them necessary for cooling, cannot be placed together on board. That is why the MBR designers decided to give the functions of an element dissipating surplus power to transistor VT which functions not in a key mode (as it is usual in such circuits), but in a booster mode. Surely, in this case resistor R2 has low power and small dimensions. Really, it is an original decision, but, in practice, this tendency to miniaturization leads to serious problems: often resistor R2 burns out completely and this sometimes results in the burn out of parts of the board and even adjacent elements. The problem lies in transistor VT.

Constantly functioning in the booster mode and dissipating surplus power, transistor VT heats up to 70–80 °C. Unlike a normal resistor, in which the resistance grows insignificantly with increasing temperature, resistance of the direct transition of transistor decreases significantly as a result of operating point shift at the characteristic and amplification factor increases. This leads to collector current increase, i.e., current through resistor R2. When the simultaneous heating of many R1 resistors and VT transistors in ten-fifteen input circuits takes place, the temperature may rise significantly in part of the MBR case (separated by partitions) in which the board of digital inputs is installed. This leads to a further shift of the transistor operating point and a current increase to its collector completes the burn out of resistor R1. In this situation diode, VD, which according to the scheme should stabilize the transistor operating point, appears to have little effect as its temperature and the transistor temperature differ by 50–60 degrees. Thus, producer's desire for reducing the MBR dimensions using this transistor instead of powerful resistor for dissipating of surplus power has led to the deterioration in MBR reliability. The problem of insufficient reliability of this scheme connected with miniaturization consists not only in the difficulty described above. One more reason of

resistor R2 burn out, which was discovered in practice, is poor level of insulation of miniature capacitor C. Partial breakdowns in its inner insulation and an increase of leakage current at a constant voltage 200 V also leads to resistor R2 fusing. These breakdowns can also happen because of the insufficient efficacy of varistors RU used in the MBR – the smallest (for saving room) and, therefore, the most low-powered of all existent types. Because of their size they are not always able to absorb energy of surge discharge. Additionally, it is not clear what protects what: the varistor protects the electronic components or the electronic components protect the varistor, as the clamping voltage of the varistors (650 V) installed on the board significantly exceeds the voltage rating of electronic components, for example, 350 V for transistor VT. With such ratio of parameters, electronic components will fail until varistors are actuated.

1.10. In order to increase the reliability of the MBR power supply one uses, as a rule, direct operational current. However, even using direct operational current does not exclude malfunctions in the accumulator circuits. For example, the supply of the direct current bus bars at the substation is provided only by a charger supplied from the direct current mains. In case of emergency conditions in high-voltage power mains protected by an MBR, the supply of the charger disappears and the MBR loses its power supply at the most crucial moment. Our research [6] has shown that in real operating conditions, MBRs of different types have time to generate a signal for switching the circuit breaker off only if they work in mode of momentary cutoff, i. e., without time delay.

2. Offered solutions

2.1. In our opinion, the basic design principle for future MBRs should be similar to modern PCs: hundreds of varieties of containers, motherboards, storage units, and peripheral devices of many different producers perfectly combined with each other such that they are interchangeable and allow upgrading certain units without affecting other

ones. There is no reason not to apply the same principle to new MBRs. We see the MBR of the future as certain functional modules implemented on the printed circuit boards in a single constructive style (standard) provided with plug-in connectors.

We think that one should transfer this principle from the sphere of PCs also into the sphere of software: a basic «relay» prototype of Windows™ and a set of applications realizing functions of concrete types of protection on a general basis is the most perspective line of software development.

2.2. MBRs should be placed in special metallic boxes (Fig. 9), produced according to a special technology ensuring reliable protection against external electromagnetic radiation over a wide frequency spectrum. Nowadays such boxes are produced by many companies, for example, R. F. Installations, Inc., Universal Shielding Corp., Eldon, Equipto Electronics Corp., European EMC Products Ltd., Amco Engineering, and many others. The boxes should have guides for inserting the printed circuit boards and corresponding connectors for connecting the boards. One such box may contain several different MBRs. Protection relays occupy a very small area of substation or station; therefore the problem of limitation of space occupied by these boxes should not be the prime consideration of new principles of protection devices design. On the contrary we think that the density of installation of PCBs implemented on usual elements should be reduced such as to allow a semiskilled technician to search for malfunctions and repair the device without difficulties. Trends of this kind, but not the above-mentioned FUF, should become the criterion of MBR technical level.

2.3. The power of elements versus the dissipating power should be set (according to the author's experience) to exceed the dissipated power by 4–5 times. Only in this case one can ensure relatively low temperatures of force-summing elements and their long service life. Limiting the values of current and voltage of applied electronic components should also be selected with a 4–5 fold reserve. One should select overvoltage protective elements (for example, varistors) with high enough dissipated power (disk diameter not less than 20 mm). Acceptable extended operating voltages of these protective elements and clamping voltages should be coordinated with real operating voltages and with a maximum acceptable voltage of applied elements.

2.4. Functional units of future digital protection devices, such as:

- Analog inputs (current and voltage transformers) provided with highly effective interference suppressive filters and electronic elements of primary conversion of signals;
- Logic (digital) inputs provided with high-frequency filters and effective overvoltage protection;
- Power-line filters with multistage overvoltage protection in supply circuit;
- Communication system and data transfer;
- Output relays unit including:
 - a) Miniature relays with gold contacts for low-current low-voltage signal circuits;
 - b) Industrial type electromagnetic relays with powerful contacts for controlling intermediate electromagnetic relays of automation systems;
 - c) High-performance solid-state relays on basis of thyristors or IGBT-transistors with special drivers with optical

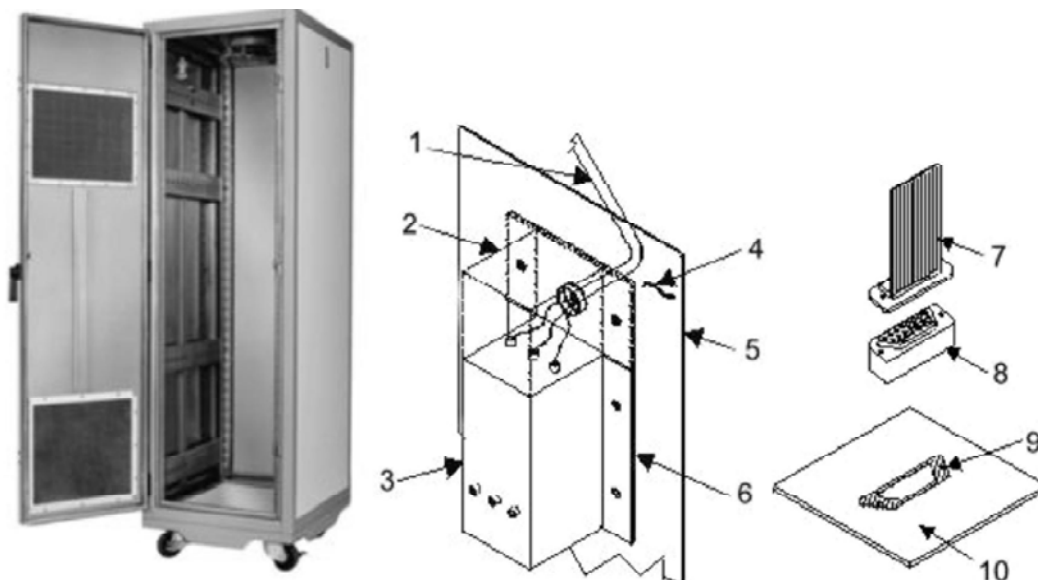


Fig. 9. Special metallic container and elements of filters necessary for enhanced protection against external electromagnetic fields in a wide frequency spectrum:

1 – power shielded cable; 2 – section shielding power cable input and termination; 3 – power line filter with elements of protection against overvoltage; 4 and 5 – internal and external surfaces of the box; 6 and 9 – gaskets of special electroconductive rubber; 7 – signal cable; 8 – special high-frequency filter; 10 – container wall

isolation and with overvoltage protective elements – for switching on of trip coil;

- Power supplies;
- Microprocessor recorders (meters) for recording of emergency modes and actuation of relays and other switching equipment, should be implemented as separate PCB-modules.

2.5. The main processor unit with memory and all auxiliary elements should be placed in a separate shielding section and be galvanically insulated from all other units by means of optical coupling.

2.6. One need not change the board of the main processor, connection and data transfer board, board of emergency situations meter implemented on microcomponents of surface mounting. The rest of the boards should be implemented using the usual components and the design of the PCB should be such that it can be searched for malfunctions and repaired. It is obvious that this requirement will be urgent until every MBR board is extremely expensive but board repair remains profitable.

2.7. Though there is a possibility of uniting functions of different types of protection devices placed in one box and to realize them on one general, powerful microprocessor, this possibility, in our opinion, should not be actualized because of the risk of excessive concentration of many protection functions in a single device. Even so, the registration of emergency modes and the activation of all protection devices installed in the box may be implemented on microprocessor and general flash-memory for the whole box. The connection system and data transfer can also be general for all protection devices installed in the box.

2.8. Input transformers of current and voltage (analog input units) are highly reliable elements of MBR and one has not discovered cases of their damage in process of MBR service. This is why their power can be rated for share usage by all MBR devices installed in the box. Units of analog inputs should have functionally completed construction which allows removing the whole unit from general scheme of the MBR and replacing them with blocks of totally other constructions, for example, with optical inputs designed for receiving optical input analog signals from new generation optical transformers of current and voltage.

2.9. Aluminum electrolytic capacitors of power supplies should be placed in a separate block (PCB). This block should be replaced with a new one every 5 years regardless of the capacitors condition.

2.10. Power supplies should be general for the whole box. The power supply should contain two separate independent units: basic and reserve (which begins to function automatically as soon as basic unit fails). In addition, the power supplies should contain small hermetic non-serviced accumulators with charger as is done, for example, in fire alarm systems. It is rather instructive in this case of using this type of accumulator instead of such accumulator electrolytic capacitors of large capacity at voltages not less than 450–500V. In North Caroline University one developed

capacitors with accumulated energy which exceeds energy of usual capacitors by 5–7 times [7]. It is also possible to use super capacitors which ensure power of relay protection box during some period of time sufficient for protection actuation in case of failures in centralized power system [6]. Power circuits of every separate module should be disconnected from power circuits of the next module such that damage in one of them cannot affect the functionality of the other.

2.11. Relay protection boxes should have a board-module with high-performance, high-reliable electromechanical elements implemented, for example, on reed switches or hybrid reed switch-semi conductive elements. Such elements as these will ensure high-performance actuation of output protection relays around microprocessors at current big multiplication factors for protection device input, when the mode is definitely determined as emergency, and no other processing of input signal is not needed to determine mode as an emergency. As is shown in author's works [8, 9], simple modules on such elements have high performance (0,8–1,5 ms), which significantly exceeds the highest performance of MBRs (20–40 ms).

2.12. As it is shown above, analysis of MBR condition only by means of imbedded software, as it happens today, is definitely not effective. On the other hand, real self-diagnostics, including the special sending of standard test signals automatically to analog and digital inputs of an MBR from an external source, and registration of changes in condition of relay and its outputs circuits is impossible without the complete disconnection of relay. In our opinion, the possibility of periodic automatic disconnection of an MBR with further automatic actuation of diagnostic system on active objects of electric-power industry is rather doubtful. Besides, to check certain functions of relay it is often needed changing (or canceling) some protection settings with further return on test completion. Complexity and costs of the system which provides checks such as these will be similar to cost of MBR itself. If we add the inevitable reduction of reliability to this whole complex because of its complication, and also the necessity of periodic calibration of diagnostics system, the hopelessness of this way of development is obvious, at least, in the nearest future. In our opinion, a much more attractive idea is the creation of a portable, mobile universal automatic diagnostic complex controlled by means of an external portable computer and a set of specialized programs for every type of protection, which operating in a half-automatic mode would take 15–30 minutes to effectively test the MBR. In general, a good basis for such diagnostic centers already exists: it is devices produced by companies such as Omicron, Doble and others. It is necessary to provide these devices with multi-channel interfaces for the synchronous connection of numerous inputs and outputs of the MBR, and also to develop a set of application programs, which ensure testing different MBR in an automatic mode. We think that with such diagnostic complexes, it makes sense to return to periodic

check-ups of MBR with economically motivated intervals.

3 Conclusion

The principles of MBR construction that have been discussed will allow, in our opinion, to increase its reliability, flexibility and usability. One will have opportunity to modernize protection with minimum costs. If some MBR units functioned unsatisfactorily, one can easily replace them with units of another producer. Having decided to use new generation microprocessor, one should not replace the whole device, including input circuits, power supplies, filters, etc., rather only one or two PCBs need be changed. Introducing the use of optical transformers of current and voltage will involve changing only one PCB of analog inputs, but not the whole protection device as one has to do today. Likewise, one could change and modernize protection software. All this will lead to the rise of new companies in the market, which are specialized in production of separate functional blocks and separate application programs, increase of competition and, finally, to rash quality improvement of MBR with simultaneous cost reduction.

The author understands that he has not considered all aspects of the problem and has not formulated all the principles of construction of future MBRs and that is why he invites all interested specialists to discuss this topic.

References

1. Gurevich V. Electric Relays. Principles and Applications / Gurevich V. – Boca Raton, New-York, London : Taylor & Francis Group, 2005. – 671 p.
2. Gurevich V. Nonconformance in Electromechanical

Output Relays of Microprocessor-Based Protection Devices Under Actual Operating Conditions / Gurevich V. // Electrical Engineering and Electromechanics. – 2006. – No 1. – P. 12–16.

3. Gurevich V. Peculiarities of the Relays Intended for Operating Trip Coils of the High-Voltage Circuit Breakers / Gurevich V. // Електротехніка та Електроенергетика. – 2009. – № 2. – С. 15–21.
4. Gurevich V. Dealing with Problems in Output Relays Used in Microprocessor-Based Protection Devices / Gurevich V. // Electricity Today. Transmission and Distribution. – 2007. – Part I, in No 1 (Vol. 19); Part II, in No 2 (Vol. 19). – P. 22–24.
5. Gurevich V. Electromagnetic Terrorism: New Hazards / Gurevich V. // Electrical Engineering and Electromechanics. – 2005. – No 4. – P. 81–83.
6. Gurevich V. A Problem of Power Supply of Microprocessor-Based Protective Relays in Emergency Mode / Gurevich V. // Electricity Today. Transmission and Distribution. – 2006. – No 8 (Vol. 18). – P. 32–35.
7. Capacitors Hold Promise of Increase in Energy Storage Capability. – RF Design, Jul. 25, 2007.
8. Gurevich V. Hybrid Reed – Solid-State Devices are a New Generation of Protective Relays / Gurevich V. // Електротехніка та Електроенергетика. – 2007. – № 1. – С. 61–66.
9. Gurevich V. Very Simple High-Speed Overcurrent Protection Relay / Gurevich V. // Electrical Engineering and Electromechanics. – 2007. – No 1. – P. 13–16.

Поступила в редакцію 12.11.07 г.

Гуревич В. Микропроцессорные устройства релейной защиты: настоящее и будущее.
В статье представлен анализ основных конструктивных недостатков современных микропроцессорных устройств релейной защиты (МУРЗ) и предлагаются основные принципы построения МУРЗ, которые могут использоваться при создании новых устройств.
микропроцессорные устройства защиты, повреждения реле, надежность релейной защиты

Гуревич В. Мікропроцесорні пристрої релейного захисту: сьогодення й майбутнє.
У статті представлений аналіз основних конструктивних недоліків сучасних мікропроцесорних пристроїв релейного захисту (МПРЗ) і пропонуються основні принципи побудови МПРЗ, які можуть використовуватися при створенні нових пристроїв.
мікропроцесорні пристрої захисту, ушкодження реле, надійність релейного захисту

Оценка вращающих моментов в торцевых зонах погружных электромеханических преобразователей методами теории поля

Предложена математическая модель расчета торцевых зон погружного электромеханического преобразователя (ПЭМП). Рассмотрена картина магнитного поля торцевых частей статора, получена картина распределения индуцированных токов, рассчитан электромагнитный момент торцевых частей ПЭМП.

погружной электромеханический преобразователь, торцевые зоны, картина распределения поля, электромагнитный момент

В одной из модификаций двухстаторных погружных полифункциональных электромеханических преобразователей (ПЭМП) существует возможность применения кольцевых обмоток статора. Подобное расположение обмоток стало возможным за счет применения торцевых зон статора с пазами, в которые уложены секции кольцевых обмоток, представленные на рис. 1. Использование кольцевых обмоток позволяет увеличить полезную греющую мощность и электромагнитный момент ПЭМП при одинаковых затратах активных материалов [1].

Расчетная методика для определения электромаг-

нитного момента была предложена ранее, однако математическая модель электромагнитного поля в торцевых зонах ПЭМП для уточнения оценки вращающего электромагнитного момента еще не применялась [2, 3]. Поэтому на сегодняшний день целесообразным является создание двумерной модели, которая обеспечит достаточную для инженерной практики точность и вычислительную эффективность, что является актуальным при проектировании новых и модернизации существующих исполнений ПЭМП. Для моделирования применялся пакет прикладных программ COMSOL Multiphysics 3.4, использующий численные методы конечных элементов для решения полевых задач.

Особенностью электромагнитных процессов в торцевых зонах ПЭМП является то, что радиальное распределение поля (векторного магнитного потенциала, магнитной индукции и др.) определяется геометрией зубцовой зоны, в том числе переменной шириной зубца. Поэтому расчет поля можно выполнить в нескольких сечениях, а затем аппроксимировать (интерполировать) данные для получения зависимостей распределения этих величин в объеме торцевых зон. При этом точность расчета можно регулировать количеством расчетных сечений.

Для приближенного анализа достаточно ограничиться расчетом поля в трех наиболее характерных сечениях: на уровне поверхности внутреннего статора, в среднем сечении статора и на уровне поверхности внешнего статора. Это позволит значительно сократить время численной реализации математической модели на ЭВМ за счет уменьшения размерности массивов данных.

В общем виде дифференциальное уравнение электромагнитного поля в частных производных относительно векторного магнитного потенциала имеет следующий вид [3]:

$$\frac{1}{\mu} \Delta \vec{A} - \gamma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \gamma (\vec{v} \times \text{rot} \vec{A}) = -\vec{J}_{\text{стоп}}, \quad (1)$$

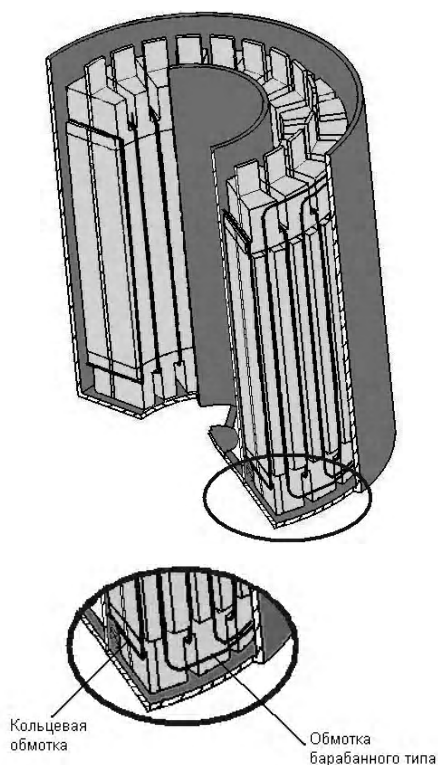


Рис. 1. Схема расположения обмоток в активной части ПЭМП

© Н. Н. Заблодский, А. В. Лупанов 2010 г.

где μ и γ – магнитная проницаемость и электропроводность участков среды в пределах расчетной области;

$\vec{J}_{стор}$ – значение плотности тока, вызванной сторонними ЭДС;

$\vec{v}$ – скорость движения электропроводного тела относительно источника магнитного поля.

Источники поля в правой части уравнения (1) задаются сторонней плотностью тока в пазах статора, который синусоидально изменяется во времени и определяется в соответствии со схемой обмотки статора. Рассматриваемая математическая модель торцевой части двумерная, поскольку рассмотрение трехмерной модели осложнено длительным временем расчета и обработки математических операций вычислительной техникой.

В частности, если в пазах с проводниками фазы «А» мгновенное значение плотности тока достигнет заданного амплитудного значения $|\vec{J}_{стор}|$, то в пазах с проводниками фаз «В» и «С» соответствующие мгновенные значения будут равны $|\vec{J}_{стор}/2|$ и т. д. Величина эквивалентной плотности тока в пазу статора рассчитывается по следующему выражению:

$$J_{max} = I\sqrt{2}w_{II}/S_{II}, \quad (2)$$

где I – действующее значение тока обмотки статора;

w_{II} – число последовательно соединенных элементарных проводников в пазу;

S_{II} – площадь сечения паза статора.

По данным расчета векторного магнитного потенциала, используя соотношение

$$\vec{B} = \text{rot } \vec{A},$$

можно найти составляющие вектора магнитной индукции в характерных сечениях:

$$B_x = \partial A_z / \partial y, \quad B_y = -\partial A_z / \partial x. \quad (3)$$

Уравнение (1) дополняется граничными условиями – значением векторного магнитного потенциала или его нормальной производной на внешних границах расчетной области, отображающей активную зону ПЭМП. Такими границами для ПЭМП являются внешние поверхности внешнего и внутреннего коаксиальных роторов. Обычно на этих поверхностях задаются однородные граничные условия первого рода:

$$\vec{A}(x, y, t)|_{G_1} = 0. \quad (4)$$

Задание граничного условия (4) эквивалентно принятию допущения об отсутствии магнитных потоков рассеяния во внешнее пространство через рассматриваемые границы.

При решении нестационарного полевого уравнения (1) необходимо задать начальные условия – значения искомой функции внутри области в начальный рас-

четный момент времени t_0 :

$$\vec{A}(x, y, t)|_{t=t_0} = \vec{A}_0(x, y, t_0). \quad (5)$$

При анализе характерных для ПЭМП динамических процессов, например пуска, обычно задается однородное начальное условие $A_0(x, y, t_0) = 0$.

Для определения индуцированной в роторе плотности тока может быть использовано выражение, следующее из уравнений Максвелла для области характерного сечения:

$$J_z = \text{rot}_z H = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial B_y}{\partial x} - \frac{\partial B_x}{\partial y} \right). \quad (6)$$

Картина расчетного распределения плотности индуцированных токов в сегменте торцевой зоны ПЭМП представлена на рис. 2.

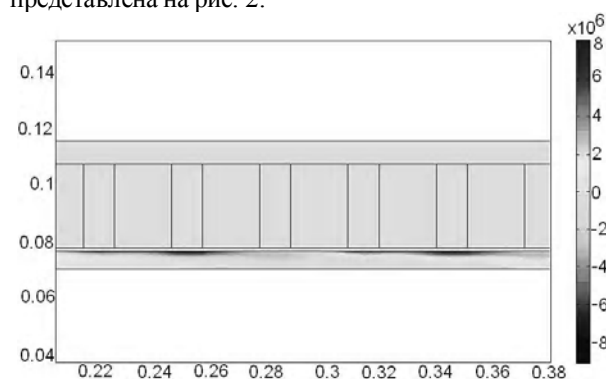


Рис. 2. Картина распределения плотности индуцированных токов в характерном сечении сегмента торцевой зоны ПЭМП

Значения векторного магнитного потенциала используются в дальнейшем при расчете магнитной индукции (рис. 3) и электромагнитного момента.

Поскольку торцевых зон две, то среднее значение результирующего электромагнитного момента двух торцевых частей ПЭМП определяется соотношением:

$$M_{торц} = 4p \int_0^{\pi} B_m \cdot I_{2m} \cdot \sin(p\varphi - \psi) \times \times \left(\frac{D_2 - D_1}{4} \right) d\varphi, \quad (7)$$

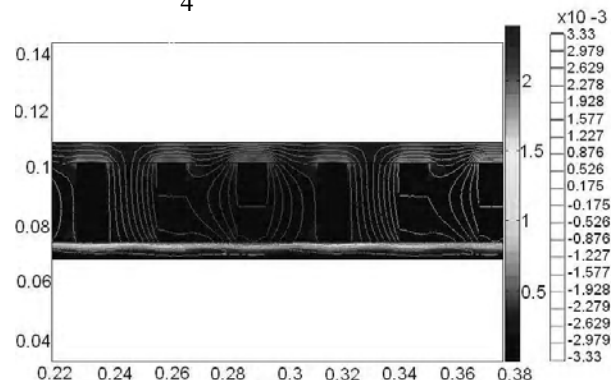


Рис. 3. Картина распределения магнитной индукции и векторного магнитного потенциала в характерном сечении сегмента торцевой зоны ПЭМП

где p , τ – соответственно число пар полюсов и полюсное деление;

B_m – амплитудное значение магнитной индукции;

I_{2m} – амплитудное значение тока ротора;

φ – угловая координата;

Ψ – начальный фазовый сдвиг гармоники тока.

Расчетная активная длина лобовых частей кольцевой обмотки при наружном D_2 и внутреннем D_1 диаметрах совмещенного статора составляет $l_{\text{па}} = (D_2 - D_1)/2$.

Расчет электромагнитного момента ПЭМП можно также провести, применяя встроенные функции пакета COMSOL Multiphysics 3.4 и используя проекции тензора натяжения на оси системы координат. При этом электромагнитный момент рассчитывается интегрированием тангенциальной составляющей вектора тензора магнитного натяжения T_τ по следующему выражению [3]:

$$M_{EM} = 2 \cdot p \cdot F_\tau \cdot R_\delta = 2 \cdot p \cdot R_\delta \int_0^\tau T_\tau \cdot dl = \\ = \frac{2 \cdot p \cdot R_\delta}{\mu_0} \int_0^\tau B_n \cdot B_\tau \cdot dl, \quad (8)$$

где F_τ , T_τ – тангенциальные составляющие электромагнитной силы и тензора магнитного натяжения;

R_δ – радиус воздушного зазора;

B_n , B_τ – нормальная и тангенциальная составляющие магнитной индукции в воздушном зазоре;

p – число пар полюсов;

τ – полюсное деление.

При определении электромагнитного момента численным методом и его расчете с использованием аналитического выражения и данных моделирования электромагнитного поля, расхождение соответствующих значений не превысило 1%, что обусловлено изменением вычислительной погрешности из-за разной разрядности данных и округления результатов. При сравнении результатов расчета вращающих моментов, полу-

ченных при моделировании электромагнитного поля в торцевых зонах ПЭМП, с экспериментальными данными относительная погрешность не превысила 12 %, что является допустимым для инженерных расчетов и свидетельствует об адекватности математической модели, приемлемой точности результатов ее численной реализации.

Вывод

Математическое моделирование нестационарных электромагнитных процессов в формулировках векторного магнитного потенциала в характерных сечениях торцевой зоны ПЭМП с использованием методов конечных элементов, реализованных в структуре средств COMSOL Multiphysics, обеспечивает достоверную оценку вращающих моментов для погружных электро-механических преобразователей, достаточную для практических инженерных задач точность и снижение затрат времени для этих расчетов.

Список литературы

1. Заблодский Н. Н. Эффективность применения кольцевых обмоток в полифункциональных электротепломеханических преобразователях / Н. Н. Заблодский, А. В. Лупанов, В. А. Квасов // Вісник кременчуцького державного політехнічного університету : Наукові праці КДПУ, 2008. – Вип. 4/2008 (51). Ч. 1. – С. 67–69.
2. Заблодский Н. Н. Расчет электромагнитного момента полифункционального электро-механического преобразователя с применением численных методов / Н. Н. Заблодский, А. В. Лупанов // Сборник научн. трудов ДонГТУ. – Алчевск. – 2009. – № 28. – С. 403–407.
3. Васковский Ю. М. Польовий аналіз електричних машин: Навч. посіб. – К. : НТУУ «КПІ», 2007. – 192 с.

Поступила в редакцию 28.09.09 г.

После доработки 22.01.10 г.

Заблодський М. М., Лупанов А. В. Оцінка рухомих моментів в торцевих зонах заглибних електро-механічних перетворювачів методами теорії поля.

Запропоновано математичну модель розрахунку торцевих зон поліфункціонального заглибного електро-механічного перетворювача (ПЕМП). Розглянуто картину магнітного поля торцевих зон статора, отримано картину розподілу індукованих струмів, розраховано електро-магнітний момент торцевих зон ПЕМП.

заглибний електро-механічний перетворювач, торцеві зони, картина розподілу поля, електро-магнітний момент

Zablodsky N. N., Lupanov A. V. Torque at face area of stator of submersible electromechanical converter assessment by the field theory methods.

The mathematical model of submersible electromechanical converter (SEMC) end zones calculation is presented. Magnetic field distribution pattern of the stator end zones is considered, induced currents distribution pattern is obtained, and electromagnetic moment of SEMC end zones is calculated. submersible electromechanical converter, stator end zones, field distribution pattern, electromagnetic moment.

УДК 621.3.012.8::621.3.011.719:681.3

С. М. Тиховод канд. техн. наук

Запорожский национальный технический университет

Моделирование динамических процессов в нелинейных магнитоэлектрических цепях с использованием диакоптики и параллельных вычислений

Разработана методика моделирования динамических процессов в магнитоэлектрических цепях с использованием диакоптического подхода и параллельных вычислений. Приведен пример расчета переходного электромагнитного процесса в катушке с ферромагнитным сердечником, используя параллельные вычисления.

моделирование, электромагнитный процесс, ферромагнитный сердечник, параллельные вычисления

Введение

Разработка сложных электромагнитных устройств, как правило, выполняется при активном использовании компьютерного имитационного моделирования динамических электромагнитных процессов. Для эффективного моделирования указанных процессов используются различные магнитоэлектрические схемы замещения, содержащие электрические, а также магнитные ветви [1]. Схемы замещения таких устройств, как мощные трансформаторы или реакторы, могут быть весьма сложны, поэтому известные системы моделирования PSpice или Simulink становятся малоэффективными. Для успешного моделирования динамических электромагнитных процессов с помощью магнитоэлектрических схем замещения разработан программный комплекс Colo [1]. Комплекс разработан в предположении, что исследуемые цепи состоят только из двухполюсников. Однако усложнение конструкций трансформаторов и схем, в которые они включаются, а также большая детализация конструктивных особенностей в моделях данных изделий привели к тому, что размер главной матрицы, используемой в расчете на каждом шаге интегрирования, может достигать нескольких тысяч. Все матрицы имеют тенденцию: чем больше размер матрицы, тем больше число обусловленности матрицы и тем меньше точность расчета системы уравнений. Для устранения данного недостатка в работе [2] предложено использовать диакоптический подход создания подсхем и выполнена модификация программного комплекса Colo для поддержки подсхем. Это позволяет снизить размер используемых матриц, а также упрощает подготовку исходных данных. Однако время выполнения моделирования больших задач может быть весьма значительным. В последних версиях системы Matlab, с помощью которой разработан программный комплекс Colo, добавлена возможность параллельных вычислений. Для эффективного использования таких возможностей не-

обходимы кластеры или компьютеры с многоядерными процессорами. В последнее время такие компьютеры появились в массовом пользовании, и их цена соизмерима с ценой обычных компьютеров. Поэтому использование диакоптических и параллельных вычислений для моделирования динамических электромагнитных процессов в сложных магнитоэлектрических схемах замещения является актуальной задачей.

Целью статьи является разработка методики использования диакоптических подходов и параллельных вычислений в системе Matlab для моделирования динамических электромагнитных процессов в сложных магнитоэлектрических схемах замещения.

Постановка задачи

Поддержку подсхем можно организовать различными способами. Представим себе, что часть схемы мы хотим представить в виде подсхемы (рис. 1).

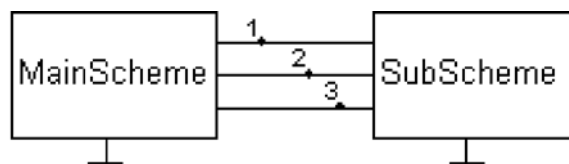


Рис. 1. Основная схема исследуемой цепи с выделенной подсхемой

В работе [2] показан способ замещения подсхемы эквивалентными источниками тока, число которых равно числу входов подсхемы. В данной статье показано использование другого способа организации подсхем:

1. Подсхему, показанную на рис. 1, заменим источниками ЭДС (рис. 2). Количество источников равно ко-

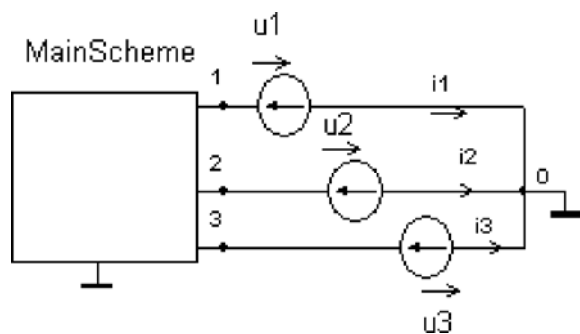


Рис. 2. Замена подсхемы в основной схеме эквивалентными источниками ЭДС

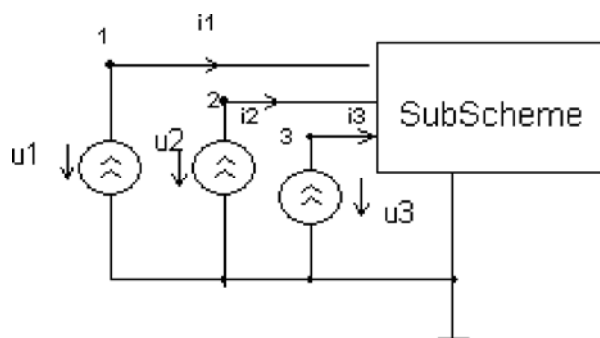


Рис. 3. Замена основной схемы в подсхеме эквивалентными источниками тока

личеству входов подсхемы.

2. Зададим начальные приближения токов входов подсхемы.

3. Для цепи, показанной на рис. 2, выполним расчет токов входов подсхемы i_1, i_2, i_3 .

4. Для цепи, показанной на рис. 3, выполним расчет напряжений входов подсхемы u_1, u_2, u_3 при условии, что значения токов источников тока приняты вычис-

ленным значениям i_1, i_2, i_3 .

5. Для цепи, показанной на рис. 2, зададим значения напряжений источников ЭДС, равные вычисленным значениям u_1, u_2, u_3 , и выполним расчет токов входов подсхемы i_1, i_2, i_3 .

6. Переход на п. 4.

7. Итерационный цикл завершается при достижении сходимости вычислительного процесса, то есть если значения токов i_1, i_2, i_3 на двух смежных итерациях соответственно отличаются не более чем на заданную малую величину ε .

Если моделируемое устройство содержит нелинейные элементы, то пункты 4 и 5 должны содержать внутренние итерационные циклы.

Для иллюстрации предложенной методики и описания практического применения параллельных вычислений рассмотрим практический пример. К электрической цепи, содержащей источник синусоидальной ЭДС, подключена катушка с ферромагнитным сердечником (рис. 4). Требуется промоделировать переходный процесс токов во всех ветвях, а также магнитного потока после подключения источника с помощью ключа.

Катушка с ферромагнитным сердечником может быть представлена в виде модели с помощью магнитоэлектрических схем замещения, составленных различными методами, использующими:

- явный магнитный поток;
- производную магнитного потока и дифференциальные магнитные сопротивления;
- производную магнитного потока и «магнитные» конденсаторы [2].

Остановимся на последнем методе.

В работе [3] введено понятие магнитного тока смещения $i^m = d\Phi / dt$ по аналогии с электрическим током смещения плотностью dD / dt . Подобно электрическому току смещения, протекающему через емкостной элемент, магнитный ток смещения должен протекать через магнитный емкостной элемент C_m . Рассмотрим

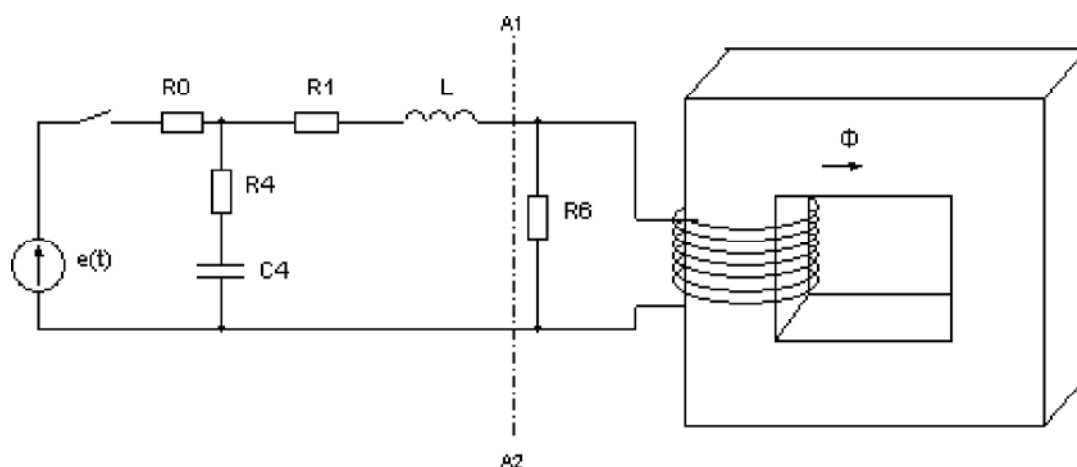


Рис. 4. Схема моделируемого устройства

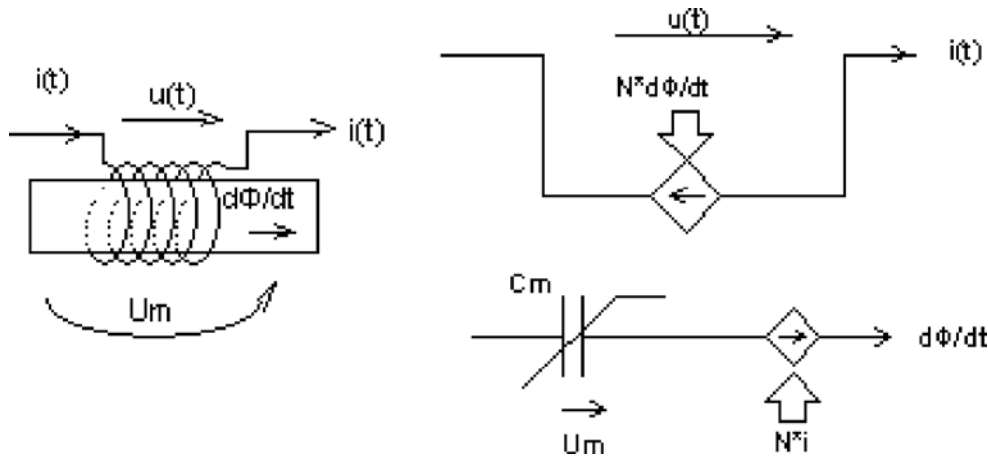


Рис. 5. Магнитоэлектрическая схема замещения катушки с сердечником с помощью магнитного конденсатора

взаимодействующие электрическую и магнитную ветви магнитоэлектрической схемы замещения. Пусть в отрезке магнитной ветви, на которой расположена катушка с числом витков N , проходит сигнал, значение которого равно производной магнитного потока. За-

меним магнитную ветвь виртуальным магнитным конденсатором C_m (рис. 5).

Тогда напряжение на магнитном конденсаторе, умноженное на емкость, равно:

$$u_m C_m = \int \frac{d\Phi}{dt} dt = \Phi. \quad (1)$$

Отсюда $u_m = \Phi / C_m$. Следовательно, емкость магнитного конденсатора равна обратной величине магнитного сопротивления $C_m = 1 / R_m$.

В магнитную ветвь можно также включать резистивный элемент, который характеризует потери в стали [3]. Таким образом получается компактная схема замещения. С учетом сказанного катушку с ферромагнитным сердечником, показанную на рис. 4, можно представить магнитоэлектрической схемой замещения. Дифференциальный подход предполагает разделение большой цепи на подсистемы. Разделим моделируемое устройство, показанное на рис. 4, по линии А1–А2. В результате получим две схемы замещения, изображенные на рис. 6. В магнитоэлектрических схемах для единообразия все электрические токи и магнитные токи смещения $d\Phi/dt$ будем обозначать символом « i ».

Составим по законам Кирхгофа систему уравнений для цепи, показанной на рис. 6, а:

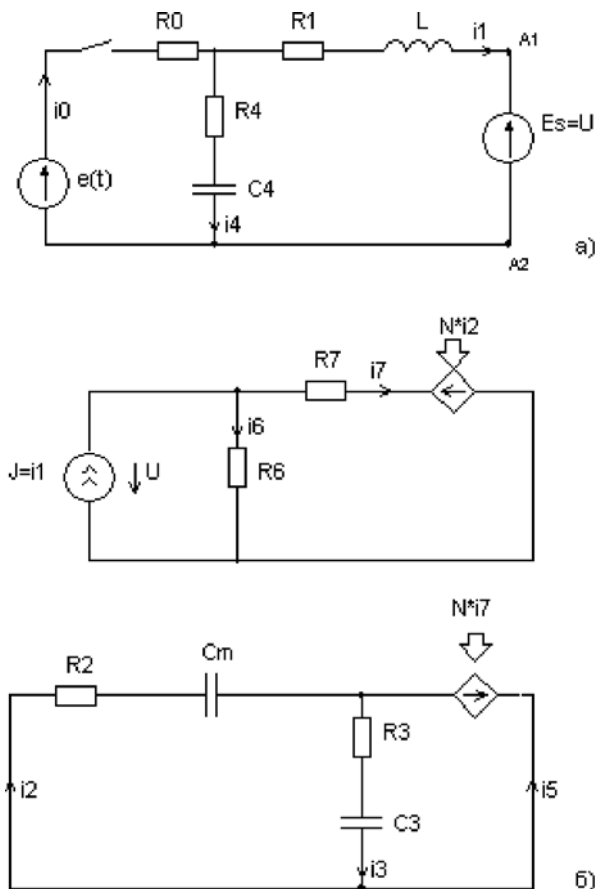


Рис. 6. Магнитоэлектрическая схема замещения, разделенная на две подсистемы

$$\left. \begin{aligned} -i_1 + i_0 - i_4 &= 0, \\ u_{c4} + R_0 i_0 + R_4 i_4 &= e(t), \\ L \frac{di_1}{dt} + R_1 i_1 - u_{c4} - R_4 i_4 &= -E_s, \\ C_4 \frac{du_{c4}}{dt} - i_4 &= 0 \end{aligned} \right\}. \quad (2)$$

В матричной форме система (2) имеет вид:

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & R_0 & R_4 \\ L & 0 & R_1 & -1 & 0 & -R_4 \\ 0 & C_4 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1' \\ u_{c4}' \\ i_1 \\ u_{c4} \\ i_0 \\ i_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ e(t) \\ -E_s \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

или

$$\mathbf{M}_{kir} \cdot \mathbf{X1} = \mathbf{F1}_{kir}, \quad (3')$$

Где символом «'» обозначена производная по времени соответствующей переменной.

Чтобы матричное уравнение (3) имело единственное решение, необходимо, чтобы количество строк в матрицах $\mathbf{M1}_{kir}$, $\mathbf{F1}_{kir}$ равнялось количеству переменных. Для этого систему уравнений (2) необходимо дополнить для каждой переменной состояния уравнением численного метода интегрирования обыкновенных дифференциальных уравнений. В простейшем случае это метод Эйлера, но более эффективными являются многошаговые неявные методы. Для неявного метода Эйлера дополнительные уравнения имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} i_1 - h i_1' &= i_{1(k-1)}, \\ u_{c4} - h u_{c4}' &= u_{c4(k-1)} \end{aligned} \right\}, \quad (4)$$

В матричной форме система (4) имеет вид:

$$\begin{bmatrix} -h & 1 & & \\ & -h & 1 & \end{bmatrix} \cdot \mathbf{X1} = \begin{bmatrix} i_{1(k-1)} \\ u_{c4(k-1)} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где h – шаг интегрирования численного метода, а индекс $(k-1)$ означает, что значение переменной соответствует предыдущему шагу интегрирования (номер текущего шага равен k).

Или

$$\mathbf{M1}_{met} \cdot \mathbf{X1} = \mathbf{F1}_{met}. \quad (5')$$

Объединим уравнения (3') и (5') в одну систему:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{M}_{kir} \\ \mathbf{M}_{met} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{X1} = \begin{bmatrix} \mathbf{F1}_{kir} \\ \mathbf{F1}_{met} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Система (6) имеет единственное решение, если на каждом шаге интегрирования известны значения, входящие в правую часть, то есть ЭДС источника в данный момент времени, значения переменных состояния на предыдущем шаге интегрирования и значение ЭДС виртуального источника E_s .

Составим теперь по законам Кирхгофа систему уравнений для цепи, показанной на рис. 6, б:

$$\left. \begin{aligned} i_2 - i_3 + i_4 &= 0, \\ R_2 i_2 + u_{cm} + R_3 i_3 + u_{c3} &= 0, \\ -u_{c3} - R_3 i_3 - N i_7 &= 0, \\ i_7 + i_0 &= J, \\ -R_6 i_6 + R_1 i_1 + N i_2 &= 0, \\ R_6 i_6 - U &= 0 \end{aligned} \right\}. \quad (7)$$

К уравнениям Кирхгофа добавим уравнения, связывающие напряжение и ток конденсатора C_3 , а также уравнения, связывающие напряжение u_{cm} , магнитный ток i_2 и магнитный поток Φ магнитного конденсатора C_m :

$$\left. \begin{aligned} -(C_m u_{cm})' + i_2 &= 0, \\ -C_m u_{cm} + \Phi &= 0, \\ -C_3 u_{c3}' + i_3 &= 0 \end{aligned} \right\}. \quad (8)$$

В первом уравнении системы (8) емкость магнитного конденсатора C_m – величина переменная и поэтому ее нельзя выносить за знак производной.

Объединим системы (7) и (8) в одну систему и запишем ее в матричной форме:

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & R_2 & R_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -N & 0 & R_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -C_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -C_m & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_7 & N & 0 & 0 & 0 & -R_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_6 & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (C_m u_{cm})' \\ u_{c3}' \\ u_{cm} \\ u_{c3} \\ i_7 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_5 \\ \Phi \\ i_6 \\ U \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ J \\ 0 \\ 0 \\ \Phi_{(k-1)} \\ u_{c3(k-1)} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

вания процессов с параметром цикла n . Далее идет разветвление на два процесса. `labindex` – системная переменная, задающая номер параллельного процесса. В каждом параллельном процессе вычисления выполняются аналогично. В первом процессе для получения текущего решения на данном шаге интегрирования в правой части системы уравнений используется значение напряжения согласования E_s , которое принимается от второго процесса с помощью оператора $E_s = \text{labReceive}(2)$.

В начальный момент времени второй процесс еще не пошел и значение напряжения согласования E_s первому процессу не передано. Поэтому используется начальное значение напряжения согласования E_0 . Далее вычисляется вектор текущего решения $\mathbf{X1}_t$. Если электрическая цепь нелинейная, то вектор текущего решения вычисляется многократно в итерационном цикле, до тех пор, пока на двух смежных итерациях разность токов на нелинейных элементах не станет меньше заданной малой величины. После завершения итерационного процесса из вектора решения $\mathbf{X1}_t$ извлекается значение тока согласования J и с помощью оператора `labSend(J,2)` его значение пересылается второму процессу.

Во втором процессе оператором $J = \text{labReceive}(1)$ производится прием значения тока согласования, которое вычислено в первом процессе и передано второму процессу. Затем вычисляется правая часть системы уравнений (9) и вектор решения $\mathbf{X2}_t$. Вектор решения многократно вычисляется и корректируется емкость магнитного конденсатора C_m в итерационном процессе. После завершения итерационного процесса из вектора решения $\mathbf{X2}_t$ извлекается значение напряжения

согласования E_s и с помощью оператора `labSend( $E_s$ ,1)` его значение пересылается первому процессу.

Такие вычисления проводятся на каждом шаге интегрирования в цикле согласования, который охватывает оба процесса. Как показывают вычисления, для достижения практической точности достаточно 3–6 циклов согласования.

В системе Matlab параллельные процессы можно запускать различными способами. Рассмотрим технологию `pmode` [4]. Чтобы запустить два параллельных процесса, в командном окне, введем команду: `pmode start 2`. Появится окно параллельных процессов (рис. 8).

В командном окне курсор приглашения изменится на `P>>`. В командном окне введем вызов нашей программы, составленной в соответствии с изложенным алгоритмом. В результате расчетов в каждом окне появятся результаты вычислений. Для дальнейшего использования результатов их необходимо передать из рабочих процессов в клиентскую станцию. В нашем случае это главное рабочее пространство `workspace` системы Matlab. Например, передача массива решений из второго процесса `X2` и вектора времени `tm` в клиентскую станцию производится командами:

```
pmode lab2client X2 2;
pmode lab2client tm 2.
```

Далее полученные данные можно обрабатывать всеми средствами системы Matlab. Например, график изменения тока $i7$, протекающего через катушку, можно построить командой:

```
plot(tm, X2(5,:), 'k-'); grid; xlabel('t, c'); ylabel('i7, A').
```

В результате получим график изменения тока, показанный на рис. 9.

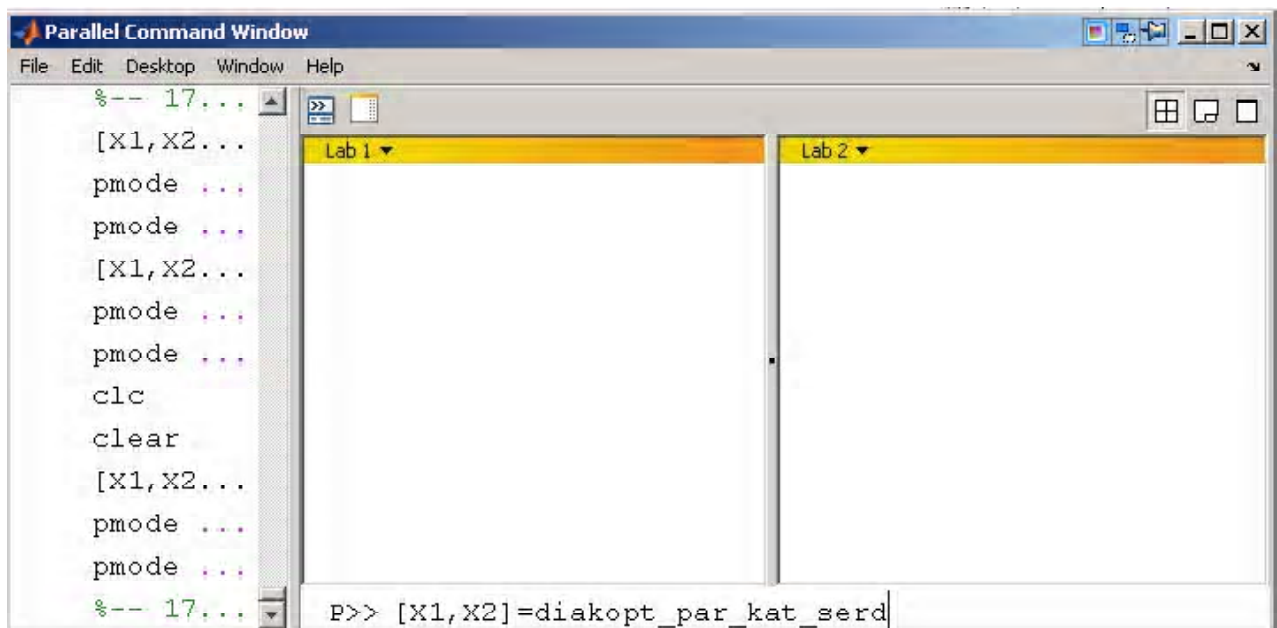


Рис. 8. Окно параллельных процессов системы Matlab

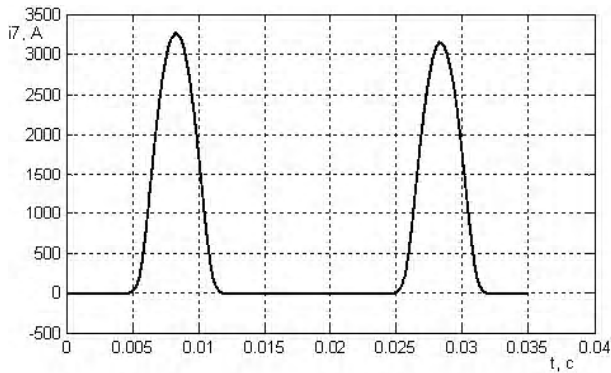


Рис. 9. График изменения во времени тока катушки после подключения источника

Разработана аналогичная программа, позволяющая выполнять данный расчет с применением диакоптики, но без аппарата использования параллельных вычислений. Измерение процессорного времени операторами tic/toc при заданной одинаковой погрешности показало, что при использовании параллельных вычислений время расчета уменьшается на 20 %. Такое незначительное уменьшение времени расчета объясняется тем, что матрицы в данной задаче небольшие и время расчета соизмеримо со временем передачи данных от одного рабочего процесса другому. Существенного сокращения времени расчета при использовании параллельных вычислений следует ожидать при решении больших задач на компьютерах с большим количеством ядер.

Выводы

Разработана методика моделирования динамических процессов в магнитоэлектрических цепях с использованием диакоптического подхода и параллельных вычислений. Разработанная методика предназначена для моделирования динамических процессов в цепях, имеющих большое число нелинейных элементов. Она может использоваться на компьютерах с многоядерными процессорами.

Список литературы

1. Тиховод С. М. Система компьютерного моделирования динамических процессов в нелинейных магнитоэлектрических цепях / Тиховод С. М. // Технічна електродинаміка. – 2008. – № 3. – С. 16–23.
2. Тиховод С. М. Разработка аппарата поддержки под-схем в программном комплексе Colo / Тиховод С. М. // Електротехніка та електроенергетика. – 2005. – № 2. – С. 24–25.
3. Шакиров М. А. Магнитоэлектрические схемы замещения катушек индуктивности и трансформаторов / Шакиров М. А. // Электричество. – 2003. – № 11. – С. 34–45.
4. Оленев Н. Н. Параллельное программирование в Matlab и его приложения // Оленев Н. Н., Печенкин Р. В., Черенцов А. М. – М. : Вычислительный центр им. А. А. Дорониной, 2007. – 120 с.

Поступила в редакцию 17.12.09 г.

Тиховод С. М. Моделювання динамічних процесів в нелінійних магнітоелектричних колах з використанням діакоптики і паралельних обчислень.

Розроблена методика моделювання динамічних процесів в магнітоелектричних колах з використанням діакоптического підходу і паралельних обчислень. Приведений приклад розрахунку перехідного електромагнітного процесу в котушці з ферромагнітним осердям з використанням паралельних обчислень.

моделювання, електромагнітний процес, ферромагнітне осердя, паралельні обчислення

Tykhovod S. M. Modeling of dynamic processes in nonlinear magnetoelectric circuits by the use diakoptic and parallel calculation.

Modeling of dynamic processes in the magnetoelectric circuits by the use diakoptic procedure and parallel calculation is developed. Instant of parallel calculation of electromagnetic transient in the coil with the ferromagnetic-core is adduced.

modeling, electromagnetic process, ferromagnetic core, parallel calculations

Синтез микроволновых шлейфовых фильтров низких частот по функции фильтрации

Разработана методика синтеза по функции фильтрации фильтров низкой частоты с симметричной структурой, составленной из четвертьволновых отрезков линий и разомкнутых шлейфов. Предложен метод равноволновой аппроксимации функции фильтрации и способ нахождения по этой функции волновых сопротивлений звеньев фильтра. Приведен пример синтеза фильтра по разработанной методике.

волновое сопротивление, разомкнутый шлейф, полосно-пропускающий фильтр, симметричная структура, фильтр-прототип, четвертьволновой отрезок линии

Введение

К качеству характеристик микроволновых фильтров, используемых в современных системах связи, предъявляются жесткие требования. Поэтому совершенствование традиционных и разработка новых методов проектирования, обеспечивающих создание микроволновых фильтров с улучшенными функциональными и массо-габаритными характеристиками, является актуальной задачей.

Традиционные методики проектирования микроволновых фильтров предусматривают предварительную разработку низкочастотных фильтров-прототипов на элементах с сосредоточенными параметрами [1, 2]. Последующий переход от фильтра-прототипа к структуре фильтра, реализуемого на элементах с распределенными параметрами, является, как правило, приближенным и не обеспечивающим в полной мере заданные характеристики. В [3, 4] предложена методика проектирования микроволновых фильтров, основанная на аналогии передаточных функций у дискретных цепей в z -области и у микроволновых цепей, реализуемых на соизмеримых отрезках передающих линий. Методика включает в себя, во-первых, составление цифрового фильтра-прототипа с определением его передаточной функции, удовлетворяющей техническому заданию и, во-вторых, решение аппроксимационной задачи, целью которой является нахождение параметров элементов структуры микроволнового фильтра по передаточной функции фильтра-прототипа.

В настоящей работе излагается иная методика синтеза, примененная к микроволновым шлейфовым фильтрам с симметричной структурой, реализуемой на соизмеримых отрезках линий. Методика не требует составления фильтров-прототипов и численного решения трудоемких аппроксимационных задач. Методика включает в себя формирование функции фильтрации Чебышевского вида по техническому заданию на рабочем

затухание фильтра и расчет параметров элементов звеньев фильтра путем решения системы нелинейных уравнений, составляемых для точек чебышевского альтернанса функции фильтрации.

Функция фильтрации и элементная база моделирования

Рассматриваемые фильтры представляют собой симметричные структуры, составленные из четвертьволновых разомкнутых шлейфов, соединенных четвертьволновыми отрезками линий передачи. Для симметричных четырехполюсных структур при отсутствии потерь имеет место следующая связь между коэффициентом отражения $\hat{S}_{11} = \hat{A}_{11}/\hat{B}$ и коэффициентом передачи $\hat{S}_{21} = \hat{A}_{21}/\hat{B}$ [1]:

$$\frac{\hat{S}_{11}(\theta)}{\hat{S}_{21}(\theta)} = \frac{\hat{A}_{11}(\theta)}{\hat{A}_{21}(\theta)} = j \hat{F}(\theta), \quad (1)$$

где j – мнимая единица, $\hat{F}(\theta)$ – вещественная функция.

Функция $\hat{F}(\theta)$ представляет собой функцию фильтрации, характеризующую следующие коэффициенты передачи и отражения фильтра по мощности:

$$|\hat{S}_{21}(\theta)|^2 = \frac{|\hat{A}_{21}(\theta)|^2}{|\hat{A}_{11}(\theta)|^2 + |\hat{A}_{21}(\theta)|^2} = \frac{1}{1 + \hat{F}^2(\theta)}, \quad (2)$$

$$|\hat{S}_{11}(\theta)|^2 = 1 - |\hat{S}_{21}(\theta)|^2 = \frac{\hat{F}^2(\theta)}{1 + \hat{F}^2(\theta)}. \quad (3)$$

Вид функции фильтрации определяется видом матриц рассеяния звеньев фильтра. В рассматриваемых структурах фильтров используются отрезки линий с матрицей

$$S_L(z) = \frac{1}{1 - \Gamma_L^2 z^{-1}} \begin{bmatrix} \Gamma_L(1 - z^{-1}) & (1 - \Gamma_L^2)\sqrt{z^{-1}} \\ (1 - \Gamma_L^2)\sqrt{z^{-1}} & \Gamma_L(1 - z^{-1}) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

а также разомкнутые шлейфы с матрицей

$$S_O(z) = \frac{1}{3 + \Gamma_O + (1 + 3\Gamma_O)z^{-1}} \times \\ \times \begin{bmatrix} (\Gamma_O - 1)(1 - z^{-1}) & 2(\Gamma_O + 1)(1 + z^{-1}) \\ 2(\Gamma_O + 1)(1 + z^{-1}) & (\Gamma_O - 1)(1 - z^{-1}) \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Здесь $\Gamma_L = (R_L - 1)/(R_L + 1)$, $\Gamma_O = (R_O - 1)/(R_O + 1)$ – коэффициенты отражения; $R_L = \rho_L/\rho_T$, $R_O = \rho_O/\rho_T$ – нормированные волновые сопротивления; ρ_L – волновое сопротивление отрезка линии, ρ_O – волновое сопротивление шлейфа, ρ_T – волновое сопротивление на входе и выходе фильтра; $z = e^{2j\theta}$, $\theta = 2\pi L/\lambda$, L – длина отрезка линии или шлейфа, λ – длина волны.

Для расчета характеристик фильтров, составленных из n звеньев, воспользуемся соотношениями [5]

$$\hat{M} = \begin{bmatrix} \hat{A} & -\hat{A}_{11} \\ \hat{A}_{11} & -\hat{B} \end{bmatrix} = \prod_{k=1}^n [M_k], \quad (6)$$

$$\hat{A}_{21} = (-1)^{n-1} \prod_{k=1}^n A_{21k}, \quad (7)$$

$$\text{где } M_k = \begin{bmatrix} A_k & -A_{11k} \\ A_{11k} & -B_k \end{bmatrix}, \quad A_k = \frac{A_{11k}^2 - A_{21k}^2}{B_k}.$$

Введем в соотношение (6) функции фильтрации

$$\hat{Q} = \begin{bmatrix} \hat{A}/\hat{A}_{21} & -j\hat{F} \\ j\hat{F} & -\hat{B}/\hat{A}_{21} \end{bmatrix} = \prod_{k=1}^n [M_k/A_{21k}]. \quad (8)$$

Используя соотношения (4), (5), представим Матрицы M_k звеньев следующим образом:

$$M_L(\theta) = -\cos(\theta) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \\ + j\sin(\theta) \frac{1}{2} \begin{bmatrix} R_L + R_L^{-1} & -(R_L - R_L^{-1}) \\ R_L - R_L^{-1} & -(R_L + R_L^{-1}) \end{bmatrix}, \quad A_{L21} = 1, \quad (9)$$

$$M_O(\theta) = -\cos(\theta) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + j\sin(\theta) \frac{1}{2R_0} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix}, \\ A_{O21} = \cos(\theta). \quad (10)$$

Из соотношений (8)–(10) следует общий вид функции фильтрации рассматриваемых структур фильтров:

$$\hat{F}(\theta) = \frac{\sin(\theta)}{\cos(\theta)^p} \sum_{k=0}^m a_k \cos(\theta)^{2k}. \quad (11)$$

Здесь p – число шлейфов, $m = (p + q - 1)/2$, $q = p \pm 1$ – число отрезков линий.

Процедура равноволновой аппроксимации функции фильтрации

Для проектирования фильтров НЧ с равноволновой амплитудно-частотной характеристикой воспользуемся в качестве начального приближения следующей передаточной функцией:

$$|\hat{S}_{21}(\theta)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 Tn\left(n, \frac{\sin(\theta)}{\sin(\theta_p)}\right)^2}, \quad (12)$$

где $Tn(n, x) = \cos(n \arccos(x))$ – функция Чебышева первого рода n -го порядка, ε – величина пульсаций в полосе пропускания, θ_p – угол на границе полосы пропускания.

Число n определяется числом звеньев. Для рассматриваемых структур фильтров число звеньев нечетное.

Функция фильтрации, соответствующая (12), имеет вид

$$Fn(\theta) = \varepsilon Tn\left(n, \frac{\sin(\theta)}{\sin(\theta_p)}\right). \quad (13)$$

Данная функция в полосе пропускания от 0 до θ_p имеет $m = (n + 1)/2$ чередующихся максимумов и минимумов, величиной $\pm\varepsilon$. Для получения аналогичных свойств у функции фильтрации (11) запишем это выражение в виде

$$\hat{F}(\theta) = \sum_{k=0}^m a_k \varphi(k, \theta), \quad (14)$$

$$\text{где } \varphi(k, \theta) = \frac{\sin(\theta)}{\cos(\theta)^p} \cos(\theta)^{2k}.$$

Для решения аппроксимационной задачи воспользуемся методом последовательного интерполирования. На каждом этапе интерполирования при нахождении полиномиальных коэффициентов a_k будем строить полином по координатам экстремумов x_k функции (14), решая систему уравнений

$$\sum_{k=0}^m \varphi(x_k, k) a_k = \varepsilon (-1)^i, \quad i = 0, 1, \dots, m. \quad (15)$$

Для начала расчета берутся координаты экстремумов функции (13). Как показывает практика расчетов, вычисления сходятся быстро, достаточно трех, четырех итераций.

В качестве примера составим функцию фильтрации и выполним расчет фильтра низких частот со структурой, представленной на рис. 1.

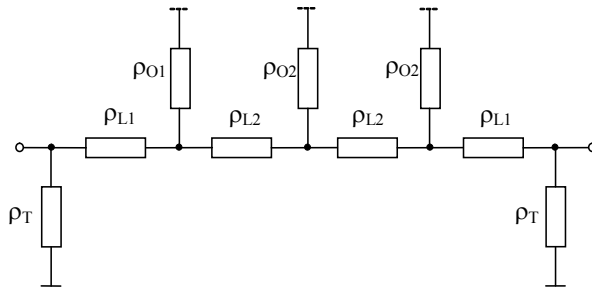


Рис. 1. Структура фильтра

Исходные данные для расчета возьмем из [3], где представлено моделирование фильтра низких частот со следующими характеристиками: граничная частота полосы пропускания по уровню 3 дБ – $F_p = 2$ ГГц, волновые сопротивления на входе и выходе фильтра – $\rho_T = 50$ Ом. Дополнительно потребуем равноволновый вид у амплитудно-частотной характеристики фильтра при величине пульсаций в полосе пропускания не более $A_p = 0,2$ дБ.

Для указанных исходных данных и структуры фильтра параметры функции фильтрации (13) примут следующие значения: $n = 7$, $\varepsilon = 0,2171$, $\theta_p = 0,7383$. Эта функция приведена на рис. 2. Она была использована в качестве начального приближения при вычислении функции фильтрации (14) при значениях $m = 3$ и $p = 4$ рассчитываемого фильтра. Для получения чебышевского альтернанса понадобилось трехкратное решение уравнений (15), при этом коэффициенты a_k в (14) приобрели следующие значения: $a = -51,44976$; $222,5301$; $-315,28649$; $146,20875$. Вид полученной функции также представлен на рис. 2.

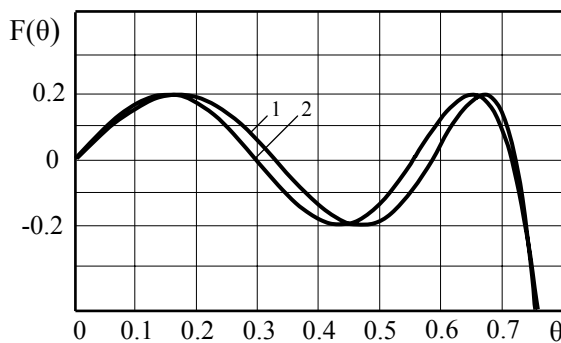


Рис. 2. Функция фильтрации фильтра: 1 – начальное приближение, 2 – результат равноволновой аппроксимации

Процедура определения параметров звеньев фильтра

Процедура определения параметров звеньев фильтра предполагает расчет волновых сопротивлений отрезков линий и шлейфов. С учетом симметрии фильтров общее число искомых значений волновых сопротивлений равно параметру m в (11). Расчет этих значений производится в результате решения методом Ньютона системы нелинейных уравнений

$$\sum_{k=0}^m a_k \cos(\theta_i)^{2k} - \frac{\cos(\theta_i)^p}{j \sin(\theta_i)} \hat{Q}_{21}(\theta_i, \rho) = 0, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (16)$$

составляемых для m точек чебышевского альтернанса функции фильтрации.

Здесь $\rho = (\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_m)$ – вектор искомых значений волновых сопротивлений, $\hat{Q}_{21}(\theta_i, \rho)$ – коэффициент матрицы (8).

Для функции фильтрации на рис. 2, полученной для рассматриваемого примера расчета фильтра, решение уравнений (10) дало следующий результат: $\rho_{L1} = 101,902$; $\rho_{O1} = 37,284$; $\rho_{L2} = 146,892$; $\rho_{O2} = 31,338$ Ом. Для данных значений волновых сопротивлений зависимость функции рабочего затухания фильтра со структурой, указанной на рис. 1, приведена на рис. 3 (кривая 1). На этом же рисунке (кривая 2) построена зависимость функции рабочего затухания фильтра, синтезированного в [3] при ограничениях на волновые сопротивления линий и шлейфов $15 \leq \rho \leq 150$ Ом. Этот фильтр был составлен из пяти секций, каждая секция была образована из последовательного соединения шлейфа и отрезка линии. Волновые сопротивления звеньев секций получили следующие значения [3]: $(150, 0-49,9) - (35,7-99,4) - (23,3-92,7) - (34,0-65,5) - (150, 0-41,8)$ Ом. На рис. 3 приведена также зависимость рабочего затухания (кривая 3) для передаточной функции (12), используемой в традиционных процедурах синтеза фильтров [1].

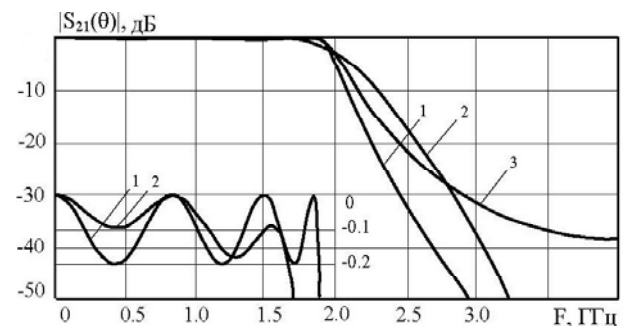


Рис. 3. Частотная зависимость рабочего затухания: кривая 1 – для синтезированного фильтра, 2 – для фильтра из [3], 3 – для фильтра-прототипа с функцией (12)

Выводы

Таким образом, предложенная методика синтеза микроволновых фильтров низких частот, как следует из представленных результатов расчета, позволяет создавать конструкции фильтров с лучшими электрическими характеристиками при меньшем числе звеньев и, следовательно, при меньших массо-габаритных параметрах по сравнению с методикой синтеза на основе цифровых фильтров-прототипов [3, 4]. Кроме того, предложенная методика синтеза обеспечивает более высокую крутизну спадов амплитудно-частотной характеристики и затухание в полосе заграждения по сравнению с традиционными методами, основанными на непосредственном использовании при построении фильтров-

прототипов передаточных функций вида (12).

Разработанная методика синтеза низкочастотных шлейфовых фильтров отличается простотой вычислительного процесса и оптимальностью получаемых решений при незначительных вычислительных затратах.

Использованный в методике подход к решению задачи синтеза по функции фильтрации не трудно обобщить и применить к расчету полосно-пропускающих и полосно-заграждающих микроволновых фильтров, структуры которых могут быть составлены из разнообразных волноведущих элементов.

Список литературы

1. Hong Jia-Sheng Microstrip filters for RF. Microwave applications / Hong Jia-Sheng, Lancaster M. J. – New York : John Wiley, 2001. – 476 p.
2. Macchiarella G. Design Techniques for Dual-Passband Filters / G. Macchiarella, S. Tamiazzo // IEEE

Trans. Microwave Theory Tech. – 2005. – Vol. 53, № 11. – P. 3265–3271.

3. Da-Chiang Chang Design and Implementation of Filters Using Transfer Functions in the Z Domain / Da-Chiang Chang, Ching-Wen Hsue // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2001. – Vol. 49, № 5. – P. 979–985.

4. Lin-Chuan Tsai Dual-Band Band-Pass Filters Using Equal-length Coupled-Serial-Shunted Lines and Z-Transform Technique / Lin-Chuan Tsai, Ching-Wen Hsue // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2004. – Vol. 52, № 4. – P. 1111–1117.

5. Карпуков Л. М. Метод расчета микроволновых ступенчатых фильтров на соразмерных отрезках линий / Л. М. Карпуков, Р. Ю. Корольков // Радиоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2008. – №1. – С. 13–16.

Поступила в редакцию 03.02.10 г.

Карпуков Л. М., Корольков Р. Ю. Синтез мікрохвильових шлейфових фільтрів низьких частот по функції фільтрації.

Розроблено методику синтезу за функцією фільтрації фільтрів низької частоти із симетричною структурою, складеною з чвертьхвильових відрізків ліній і розімкнутих шлейфів. Запропоновано метод рівнохвильової апроксимації функції фільтрації і спосіб знаходження за цією функцією хвильових опорів ланок фільтра. Наведено приклад синтезу фільтра за розробленою методикою.

розімкнутий шлейф, смуго-пропускаючий фільтр, симетрична структура, фільтр-прототип, хвильовий опір, чвертьхвильовий відрізок лінії

Karpukov L. M., Korolkov R. Y. Synthesis microwave loop filters of low frequencies on function of the filtration.

The technique of synthesis by filtration function for low frequency filters of symmetric structure composed of quarter-wave sections of lines and open stubs has been developed. The method of filtration function equal-wave approximation is proposed and the way of filter sections wave resistance calculation by this function. The example of filter synthesis by the developed technique is described. impedance, opened loop, pass-band filter, symmetric structure, filter-prototype, quarterwave segment of line

І.ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

УДК 621.3

А. Г. Лохматов канд. техн. наук, П. В. Стрижак

Запорожская государственная инженерная академия

Порівняння способів керування продуктивністю насосних установок сільськогосподарського призначення

Запропоновано розрахунки споживаної потужності насосних установок сільськогосподарського призначення для трьох різних способів керування даними установками: з дроселюванням, з водонапірною баштою та частотним керуванням електричного двигуна насоса. Виконано кількісні порівняння енергетичних та економічних показників розглянутих варіантів.

водопостачання, енергозбереження, насосна установка, продуктивність насоса, дроселювання, водонапірна башта, частотно-керований привод, споживана потужність

Із загостренням проблем енергозбереження стає актуальною та затребуваною практикою підвищення енергоефективності насосних установок (НУ), які широко використовуються в усіх сферах людської діяльності. Особливістю роботи НУ сільськогосподарського призначення є різко нерівномірний відбір води споживачами, що коливається протягом доби та залежно від сезону (літній чи зимовий, розрізняють ще весняно-літній та осінньо-зимовий). Водночас насосна станція, виходячи з графіка водоспоживання, в кожну годину доби повинна не тільки забезпечити відповідне значення подачі для покриття потреб води, але й подати її під належним напором. Для забезпечення узгодженої роботи мережі водопостачання та насосної станції витрата повинна дорівнювати сумарній подачі води насосів при належному значенні тиску на її виході. Це досягається керуванням продуктивності станції.

Найчастіше для керування НУ застосовують такі засоби: дроселювання та системи з напірно-регулюючою ємністю [1, 2], а в останні роки, в зв'язку з успіхами перетворювальної техніки, стали використовувати частотні перетворювачі (ЧП) [3, 4]. Тому має значний інтерес порівняння названих способів керування НУ та оцінка їх ефективності з енергетичної та економічної точок зору, оскільки до цього часу в науково-технічному світі недостатньо розглянуто зіставлення запропонованих способів.

Метою статті є порівняння найбільш розповсюджених варіантів керування продуктивністю насосів та визначення найбільш ефективного на прикладі насосної станції садового кооперативу.

1. Керування продуктивністю НУ за допомогою дроселювання

Найпростішим способом керування продуктивністю з точки зору реалізації є дроселювання, до того ж воно потребує мінімальних капітальних затрат. Цей

спосіб полягає у частковому закритті засувки на напірному трубопроводі насоса. При дроселюванні насос і електричний двигун обираються, виходячи з максимальної продуктивності [3]. Однак значну частину доби НУ працюють зі зменшеною подачею, що обумовлюється зміною витрати в різні періоди часу. Такі системи водопостачання не забезпечують помітного зниження споживаної потужності при зменшенні витрати води.

На рис. 1 зображена характеристика продуктивності відцентрового насоса при дросельному регулюванні. Крива 1 характеризує роботу насоса на номінальній частоті обертання, крива 2 характеризує роботу магістралі при повністю відкритій засувці. Витрати й напір води наведені у відносних одиницях. Як базові були прийняті значення номінальної витрати $Q_{\text{ном}}$ і номінального напору $H_{\text{ном}}$. При номінальній витраті й напорі насос працює в точці А, а потужність, споживана насосом,

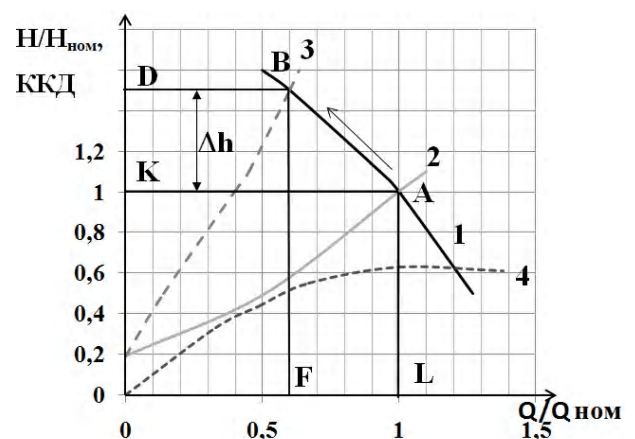


Рис. 1. Характеристика продуктивності відцентрового насоса при дросельному регулюванні

пропорційна площі прямокутника 0KAL. Зі зменшенням витрати при даному способі керування (на рис. 1 для прикладу показана витрата води, що становить $0,6 Q_{\text{ном}}$) відбувається зміна опору магістралі (крива 3). Насос працює в точці В кривої 1, що приводить до зростання напору, який стає більше номінального. Потужність насоса пропорційна площі прямокутника 0DBF і мало відрізняється від потужності, споживаної при номінальній витраті, отже, енергоспоживання при дросельному регулюванні несуттєво змінюється зі зменшенням витрат води [5].

При цьому різниця ординат крапок В і А – Δh є зайвим напором, що зменшується за допомогою засувки до значення $H_{\text{ном}}$. Потужність, що втрачається при цьому регулюванні, визначається відношенням

$$\Delta P = \frac{Q_B \Delta h g \rho}{\eta_B}, \quad (1)$$

де ΔP – потужність, що втрачається, Вт; Q_B – подача води в точці В, м³/с; Δh – напір, що втрачається в засувці при дроселюванні, м; g – прискорення вільного падіння, м/с²; ρ – щільність рідкого середовища, кг/м³; η_B – ККД насоса, що відповідає подачі Q_B .

ККД насосної установки (крива 4) при дроселюванні можна вирахувати за формулою [6]

$$\eta_n = \eta_{\text{ном}} \frac{H_c}{H_n}, \quad (2)$$

де $\eta_{\text{ном}}$ – номінальний ККД насоса; H_c – напір в системі; H_n – напір, створюваний насосом.

При дросельному керуванні ККД двигуна залишається постійним, рівним номінальному. Це дозволяє розрахувати потужність насоса за формулою [2]

$$P = \frac{QH_g \rho}{\eta_n \eta_{\text{дв}}}, \quad (3)$$

де P – споживана потужність, Вт; Q – подача, м³/с; H – напір, м; $\eta_{\text{дв}}$ – ККД двигуна при дроселюванні.

2. Керування водопостачанням при застосуванні водонапірної башти

Використання водонапірної башти (ВБ) з метою керування подачею води перевірено часом. У системі з ВБ розрізняють схеми з одностороннім (мережа із прохідною вежею), двостороннім (мережа з контррезервуаром) та комбінованим живленням мережі [1]. В усіх розглянутих випадках бак башти є регулюючою ємністю. Залежно від співвідношення кількості води, яка подається насосом та тієї, що забирається споживачами, він може бути або нефіксованим відбором, або другим джерелом із заданим напором. Тобто при малому споживанні насос працює на башту, при великому – до подачі насоса додається потік води, що йде з башти.

Включення в мережу водопостачання ВБ дозволяє

насосу й споживачам води діяти за своїми графіками (рис. 2), причому насос завжди працює в ідеальній розрахунковій точці ($Q_{\text{ном}}$, $H_{\text{ном}}$), в найбільш вигідному режимі при нерівномірній витраті води споживачами.

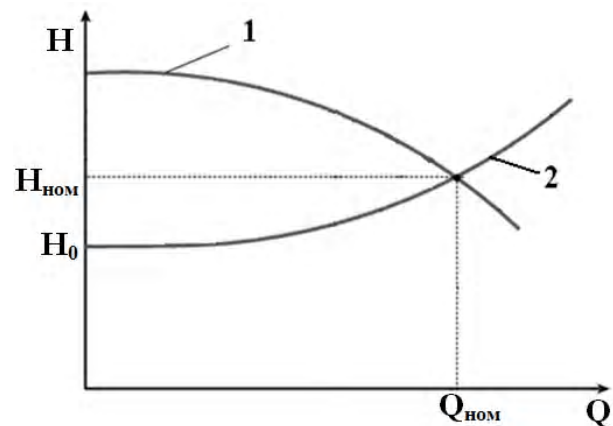


Рис. 2. Характеристика продуктивності відцентрового насоса при роботі з баштою: 1 – напірна характеристика насоса; 2 – напірна характеристика магістралі

ККД насоса та двигуна практично не змінюються, отже, потужність привода насоса при регулюванні витрати за допомогою ВБ можна визначити співвідношенням

$$P = \frac{QH_g \rho}{\eta'_n \eta_{\text{дв}}}, \quad (4)$$

де η'_n – ККД насоса для варіанту з ВБ, знаходиться за паспортними даними; $\eta_{\text{дв}}$ – номінальний ККД двигуна для варіанту з ВБ.

Напір, який розвиває насос, повинен бути більшим, ніж при розводці по горизонтальному трубопроводу через втрати при піднятті води в башту. Також при роботі за схемами з контррезервуаром і комбінованим живленням напір по довжині розвідного трубопроводу втрачається два рази: при накачці башти та при її спустошенні [1].

3. Керування продуктивністю насосної установки за допомогою перетворювача частоти

На даний час почав широко застосовуватись частотний спосіб керування електродвигунами НУ, який має переваги щодо економії споживаної енергії та вдосконалення технологічного процесу.

Можливості енергозбереження при даному регулюванні швидкості електропривода НУ ілюструються рис. 3. Крива 1 характеризує роботу електропривода на номінальній частоті, де потужність, спожита насосом, пропорційна прямокутнику 0KAL. При зменшенні витрати до рівня 0,6 від $Q_{\text{ном}}$ за рахунок зменшення швидкості насос працює в точці С на кривій 3 при незмінній характеристиці магістралі (крива 2). Потужність, яка спожита електроприводом у такому випадку, пропор-

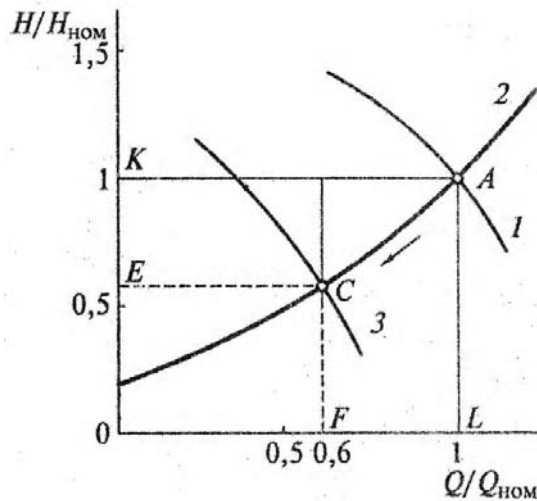


Рис. 3. Характеристика продуктивності відцентрового насоса при частотному регулюванні

ційна площі прямокутника $0ECF$, що ілюструє можливості істотного зниження енергоспоживання при впровадженні керованих електроприводів в порівнянні з некерованими [5].

При зміні частоти обертання вала робоча точка насоса відхиляється від режиму максимального значення ККД. Це відхилення тим більше, чим більша статична складова опору мережі. Характер зміни ККД насоса η , залежно від витрати рідини Q при різних частотах обертання, наведено на рис. 4 [7].

При регулюванні частоти обертання ККД насоса визначається як відношення корисної потужності до механічної потужності на його валу [8]

$$\eta_n = \frac{\rho}{102} \frac{A_2 n_{pec}^2 Q + B_2 n_{pec} Q^2 + C_2 Q^3}{A_3 n_{pec}^2 Q + B_3 n_{pec} Q^2 + D_3 n_{pec}^3}, \quad (5)$$

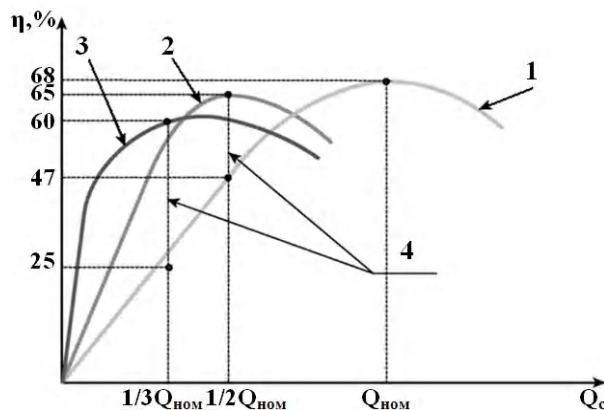


Рис. 4. Зміна ККД насосного агрегата із частотним регулюванням при зміні продуктивності: 1 – характеристика ККД насоса при 1500 об/хв; 2 – характеристика ККД насоса при 1400 об/хв; 3 – характеристика ККД насоса при 1300 об/хв; 4 – підвищення значення ККД насоса при частотному регулюванні порівняно з дроселюванням

де $A_2, B_2, C_2, A_3, B_3, D_3$ – постійні коефіцієнти, які визначаються при апроксимуванні, залежать від конструктивних особливостей турбомеханізму, можуть бути визначені за паспортними даними; n_{pec} – частота обертання насоса, для поточного значення витрати, при якій забезпечується постійне значення напору.

ККД двигуна можна визначити із системи [9]

$$\eta = \left[1 + A_p \left(\frac{\mu_c}{\alpha} + a_1 \frac{\alpha}{\mu_c} + a_2 \alpha^{0.5} + \frac{a_3}{\alpha} \right) \right]^{-1}, \quad (6)$$

$$\left. \begin{aligned} A_p &= \frac{\Delta P_{змін.ном}}{P_{ном}}, \\ \mu_c &= \frac{M_c}{M_{с.ном}}, \\ \alpha &= \frac{f_1}{f_{1ном}}, \\ a_1 &= \frac{\Delta P_{мех.ном}}{\Delta P_{змін.ном}}, \\ a_2 &= \frac{\Delta P_{ст.ном}}{\Delta P_{змін.ном}}, \\ a_3 &= \frac{\Delta P_{\mu.ном}}{\Delta P_{змін.ном}} \end{aligned} \right\}$$

де $\Delta P_{змін.ном}$ – змінні номінальні втрати потужності в АД; $P_{ном}$ – номінальне значення потужності АД; $M_c, M_{с.ном}$ – поточне та номінальне значення статичного моменту; $f_1, f_{1ном}$ – поточне й номінальне значення частоти; $\Delta P_{мех.ном}, \Delta P_{ст.ном}, \Delta P_{\mu.ном}$ – номінальне значення механічних втрат, втрат в сталі та втрат в обмотці статора від проходження номінального току намагнічування.

На рис. 5 наведено зміну ККД двигуна типу 4А315S4 потужністю 160 кВт при частотному регулюванні в залежності від частоти f напруги, якою живиться асинх-

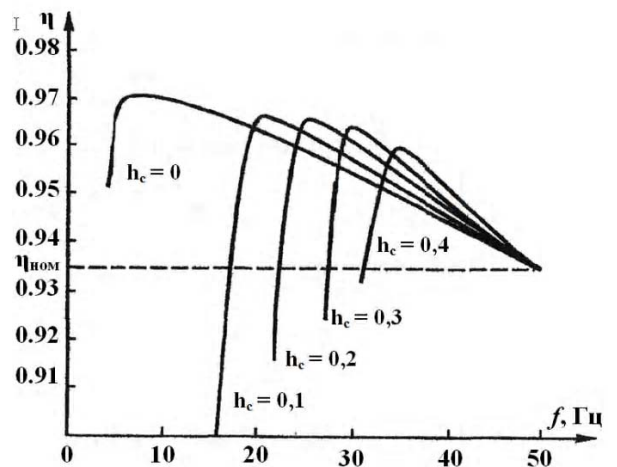


Рис. 5. Залежність ККД від відносної частоти для АД типу 4А315S4 при різних значеннях статичного напору h_c

ронний двигун. В робочому діапазоні частот $f_{\min} < f < 50$ значення ККД двигуна вище номінального. З підвищенням напору в системі водопостачання максимум ККД зміщується в сторону високих частот, а його значення зменшується [9]. На зображеному рисунку h_c – відносний статичний напір, що визначається як

$$h_c = \frac{H_c}{H_0}, \quad (7)$$

де H_c – напір в системі; H_0 – напір турбомеханізму при $Q=0$.

Втрати потужності у вентилях ПЧ можна визначити із системи [5]

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{пч} &= \kappa_1 I^2 + \kappa_2 I + \kappa_3, \\ I &= \sqrt{I_{xx}^2 + (cM)^2}, \\ M &= \frac{P}{\omega}, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

де I – струм статора асинхронного двигуна; I_{xx} – струм холостого ходу; $\kappa_1, \kappa_2, \kappa_3, c$ – коефіцієнти, які визначаються при апроксимації, розраховуються за паспортними даними; M, P – момент та потужність на валу двигуна; ω – частота обертання вала двигуна.

Графічно функція $\Delta P_{пч} = f(\omega)$ для ПЧ потужністю 15 кВт зображена на рис. 6.

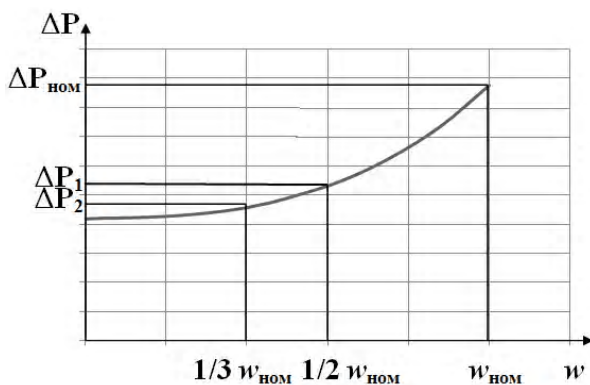


Рис. 6. Залежність втрат в ПЧ від частоти обертання вала двигуна

Потужність привода насоса при частотному регулюванні розраховується за формулою

$$P = \frac{QHgp}{\eta_n \eta_{де}} + \Delta P_{пч}, \quad (9)$$

де η_n – ККД насоса при частотному регулюванні, $\eta_{де}$ – ККД двигуна при частотному регулюванні.

В табл. 1 приведено результати розрахунків спожитої енергії W за рік, потужності двигуна, капітальних

витрат K , а також простого терміну окупності $T_{ок}$, в порівнянні з найдешевшим варіантом (дроселюванням), отримані на підставі залежностей (3), (4), (9) для розглянутих варіантів керування витратою НУ дачного кооперативу, за таких умов:

- вода використовується для поливу територій загальною площею 5 га;
 - згідно з графіком водоспоживання (рис. 7) водопостачання здійснюється 12 годин на добу, 180 днів на рік;
 - приймаємо, що добова витрата води впродовж року не змінюється та складає 400 м³;
 - геодезична висота площ поливу 20 метрів;
 - розрахунки проведені згідно тарифу на електроенергію станом на листопад 2009 року для населених пунктів у сільській місцевості (0,22 гривні за 1кВт·год).
- До капітальних витрат входить вартість двигунів, водонапірної башти і перетворювача частоти. Всі інші елементи системи однакові, включно з насосом (тому для порівняння в табл. 1 не показані).

Таблиця 1. Порівняння варіантів керування витратою НУ

	W , кВт·год/рік	Потужність двигуна, кВт	K , грн	$T_{ок}$, років
Дроселювання	23702,4	15	4957	–
Система з водонапірною вежею	19927,8	11	53378	58
Частотне регулювання	20032,2	15	13757	11

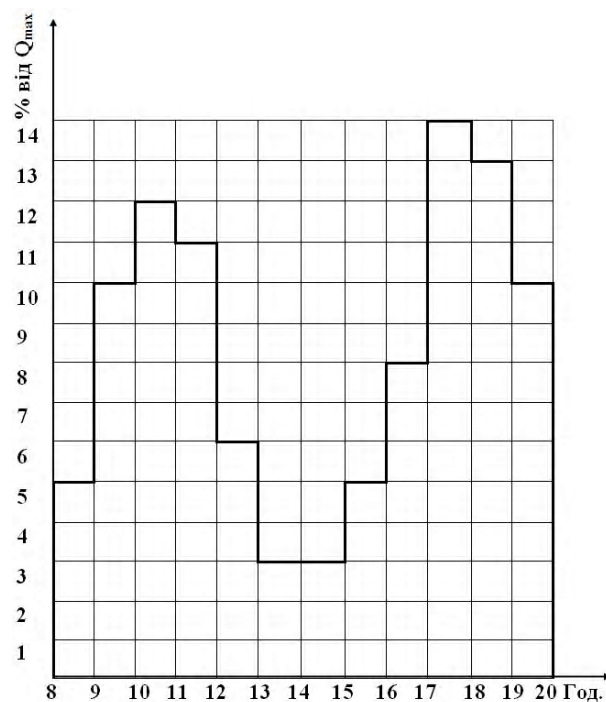


Рис. 7. Добовий графік водоспоживання підприємством поливання

Висновки

1. Із проведених розрахунків видно, що найменша кількість електричної енергії споживається при керуванні за допомогою водонапірної башти. Однак такий спосіб потребує найбільших капітальних витрат і відповідно характеризується найдовшим терміном окупності. В свою чергу, використання частотного керування є дещо менш енергоефективним, але має припустимий термін окупності, що складає 11 років. При цьому варто звернути увагу на те, що при розглянутих варіантах водопостачання ведеться лише півроку по 12 годин на добу, до того ж сільськогосподарським підприємствам поливання продаж електричної енергії здійснюється за заниженими цінами. Дроселювання має найгірші енергетичні показники, але завдяки мінімальним капітальним витратам в даному випадку також має право на реалізацію.

2. Результати додаткових розрахунків показали, що якби водопостачання здійснювалось протягом цілого року 24 години на добу, а закупівельна ціна електричної енергії складала б 0,61 гривні за 1 кВт·год (як для промислових підприємств України), то терміни окупності для розглянутих варіантів могли б скоротитись більш ніж у 8 разів.

3. Кожен із запропонованих варіантів має позитивні й негативні сторони. Вибір того чи іншого варіанту повинен детально розглядатися відносно конкретних умов водоспоживання та водопостачання з енергетичної та економічної точки зору.

Список літератури

1. Журба М. Г. Водоснабжение. Проектирование систем и сооружений: издание второе, переработанное и дополненное. Учебное пособие / М. Г. Журба, Л. И. Соколов, Ж. Б. Говорова. – М. : Издатель-

ство АСВ, 2004. – 256 с.

2. Черкасский В. М. Насосы, вентиляторы, компрессоры / В. М. Черкасский. – М. : Энергоатомиздат, 1984. – 420 с.
3. Chen et al., Y.C. Optimized Operation of Water Supply Systems Containing a Mixture of Fixed and Variable Speed Pumps, IEEE / Y. C. Chen et al. – International Conference on Control 1991, Mar. 1991. – P. 1200–1205.
4. Минскер Ф. Е. Экономические и технологические аспекты энергоресурсосбережения за счет широкомасштабного внедрения регулируемого электропривода отечественного производства / Ф. Е. Минскер // Экологические системы. – 2005. – № 6.
5. Браславский И. Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод : Учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / И. Я. Браславский, З. Ш. Ишматов, В. Н. Поляков. – М. : Академия, 2004. – 256 с.
6. Зимицкий В. А. Лопастные насосы: Справочник / В. А. Зимицкий, А. В. Каплун, А. Н. Папир, В. А. Умов. – Л. : Машиностроение. Ленинградское отделение, 1986. – 334 с.
7. Козлов М. Эффективность внедрения систем с частотно-регулируемым приводом / М. Козлов, А. Чистяков // В записную книжку инженера. – 2004. – С. 76–82.
8. Мягков Ф. Н. Моделирование насосов с регулируемой частотой вращения / Ф. Н. Мягков, М. Л. Костырев, Л. И. Дубаев, Н. В. Мотовилов // Электрические станции. – 2009. – №6. – С. 54–58.
9. Фираго Б. И. Регулируемые электроприводы переменного тока / Б. И. Фираго, Л. Б. Павлячик. – Мн. : Техноперспектива, 2006. – 363 с.

Поступила в редакцию 04.12.09 г.

После доработки 21.12.09 г.

Лохматов А. Г., Стрижак П. В. Сравнение способов управления продуктивностью насосных установок сельскохозяйственного назначения.

Рассчитана потребляемая мощность насосных установок сельскохозяйственного назначения для трех различных способов управления данными установками: с дросселированием, с водонапорной башней и частотным управлением электрического двигателя насоса. Выполнено сравнение энергетических и экономических показателей этих вариантов.

водоснабжение; энергосбережение; насосная установка; производительность насоса; дросселирование; водонапорная башня; частотно-управляемый привод; потребляемая мощность

Lohmatov A. G., Strizhak P. V. Comparison of agricultural pumping plants efficiency control methods. Calculations of watt-hour energy usage by agricultural pump plants are offered for three different control techniques: with throttling, with a water-tower, and with a frequency-controlled pump electric drive. Power and economic indexes of these variants are compared.

water-supply; energy-saving; pumping installation; pump capacity; throttling; water-tower; variable frequency drive; power input

УДК 621.316.11

А. П. Заболотний канд. техн. наук, Д. В. Федоша, Н. А. Кучерук, А. В. Присяжний
Запорізький національний технічний університет

Алгоритм визначення оптимальної топології розподільчої мережі

Запропоновано алгоритм визначення оптимальної топології мережі на основі використання оцінки поліпшення варіанту при зміні топології в локальних зонах, а також алгоритм визначення шляху прокладання магістралі.

топологія, схема електропостачання, магістральна схема, радіальна схема, алгоритм, поверхня, електроприймач

Вступ

На вибір топології схеми розподілу електроенергії впливають такі чинники: вимоги до безперебійності живлення, розміщення технологічного устаткування на площі цеху, умови середовища в цеху, розміщення трансформаторних підстанцій, а також суттєвий вплив суб'єктивізму проектувальника при рішенні задачі побудови розподільчої мережі.

Схема електропостачання повинна бути надійною і безпечною, зручною в експлуатації і економічною, а також відповідати мінімуму розрахункових витрат на її спорудження.

На практиці для систем електропостачання використовують радіальні, магістральні і змішані топології мережі.

Враховуючи переваги та недоліки різних топологій, а також рекомендації та методики щодо використання магістральної та радіальної схем [1–2], неможливо однозначно визначити топологію всієї мережі. Але використовуючи той фактор, що магістральна мережа має меншу вартість, можливо за допомогою оціночного методу визначити топологію мережі шляхом порівняння вартості капітальних та експлуатаційних витрат радіальної та магістральної схем.

Такий підхід дає можливість визначити зони застосування різних топологій, тобто в залежності від вихідних умов з'являється можливість отримати повністю радіальну, магістральну або змішану схему.

Метою дослідження є побудова алгоритму визначення оптимальної топології мережі на основі використання оцінки поліпшення варіанту при зміні топології в локальних зонах, а також алгоритм визначення шляху прокладання магістралі.

Рішення задачі визначення оптимальної топології розподільчої мережі умовно можливо розділити на два етапи.

На першому етапі необхідно побудувати радіальну мережу. Вже існує алгоритм на основі методу потенційної поверхні, який застосовується для рішення задач побудови мереж та в процесі своєї роботи визначає

окремі зони, до яких можливо використати оціночний метод [3].

На другому етапі необхідно побудувати магістральну мережу. Оскільки окрім вихідних даних вже відомі результати роботи методу побудови радіальної схеми, доцільним буде застосувати такий алгоритм, метою якого було б покращення варіанту радіальної мережі.

Основою задачею при побудові магістральної мережі є визначення шляху прокладання магістралі та кількості приймачів, які до неї приєднуються.

Для вирішення цієї задачі потрібно звернутися до теорії графів, тобто мережа асоціюється з лінійним її графом, де за вершини приймаються джерело живлення та електроспоживачі, за вагу дуги прийнято суму витрат на побудову магістралі та експлуатаційних витрат.

Ці витрати розраховуються за формулою [4]:

$$Z = 0,15 \cdot K + \frac{a_a + a_o + a_p}{100} \cdot K + C_0 \cdot \tau \cdot I^2 \cdot r_0 \cdot l \cdot 10^{-3}, \quad (1)$$

де K – капітальні вкладення на побудову мережі, грн.;

0,15 – коефіцієнт ефективності капіталовкладень;

C_0 – вартість електричної енергії, грн./кВтгод;

a_a – відрахування на амортизацію, які складаються з відрахувань на ремонт і реновацію та залежать від строку служби електрообладнання;

a_p – відрахування на поточний ремонт, який складає 0,5–1 %;

a_o – відрахування на обслуговування.

Для формалізованого опису конфігурації лінійного графа використовується характеристична матриця. Ця матриця є математичною моделлю мережі і використовується для виконання різних розрахунків після введення відповідної початкової інформації стосовно елементів схеми. Використання такої моделі дозволяє знайти шлях найменшої довжини.

Опишемо більш детально методи знаходження відстані від фіксованої вершини, званої джерелом, до всієї решти вершин графа.

Існує декілька алгоритмів для знаходження мінімаль-

ного шляху. Але найбільш припустимим для даного випадку є алгоритм Дейкстри [5], який вирішує задачу про найкоротші шляхи з однієї вершини для зваженого орієнтованого графа з заданою початковою вершиною, в якому вага всіх ребер не є негативною. Нижче наведено цей алгоритм більш докладно.

Алгоритм використовує три масиви з n чисел кожний. Перший масив Visited містить мітки з двома значеннями: False (вершина ще не була розглянута) і True (вершина вже була розглянута); другий масив Len містить поточні найкоротші відстані від початкової до відповідної вершини; третій масив C містить номери вершин – k -ий елемент C є номер передостанньої вершини на поточному найкоротшому шляху з початкової вершини в k . Використовується також Matrix – матриця відстаней.

Кроки алгоритму Дейкстри:

Ініціалізація (1-й крок). В циклі від 1 до n заповнити значенням False масив Visited; заповнити числом i масив C (i – номер стартової вершини); перенести i -ий рядок матриці Matrix в масив Len;

Visited[i]:=True; C[i]:=0;

Загальний крок (2-й крок). Знайти мінімум серед невідмічених (тобто тих k , для яких Visited[k]=False); припустимо, мінімум досягається на індексі j , тобто Len[j] ≤ Len[k];

Потім виконувати наступні операції:

Visited[j]:=True;

якщо Len[k]>Len[j]+Matrix[j, k], то (Len[k]:=Len[j]+Matrix[j, k]; C[k]:=j)

{Якщо всі Visited[k] відзначені, то довжина шляху від v_i до v_k дорівнює C[k]. Треба перерахувати вершини, що входять в найкоротший шлях}.

Видача відповіді (3-й крок). {Шлях від v_i до v_k видається в зворотному порядку наступною процедурою:}

3.1 z:=C[k];

3.2 Видати z

3.2 z:=C[z]. Якщо z=0, то кінець, інакше перейти до 3.2.

Розглянувши вищевикладений алгоритм Дейкстри, можна сказати, що даний алгоритм найбільш прийнятний для вирішення задачі в знаходженні найкоротшого шляху між двома вершинами графа, за одну з яких беруться координати джерела живлення, а за іншу координати найвіддаленішого електроприймача.

Застосувавши алгоритм Дейкстри до поставленої задачі, з'ясовано, що у алгоритму Дейкстри є недолік. Якщо узяти за вагу витрати, то при складанні матриці отримаємо непостійні значення терезів, а у викладеному вище алгоритмі матриця терезів постійна, що не відповідає поставленій задачі.

Тому було модернізовано алгоритм Дейкстри і в його підпрограму внесено деякі зміни: після того, як i -ий елемент став j -им, перебудовується матриця; j -ому елементу призначається потужність, яка буде дорівнювати сумі потужності i -ого елемента, потужності j -ого елемента і очікуваної втрати потужності.

$$P = P_i + P_j + \Delta P_{ij}. \quad (2)$$

В модернізованому алгоритмі кількість електроприймачів позначено як $n-1$, де n – це номер джерела живлення, $k = n$, кількість $k = 1$. З урахуванням внесених змін блок-схема алгоритму матиме такий вигляд (рис. 1).

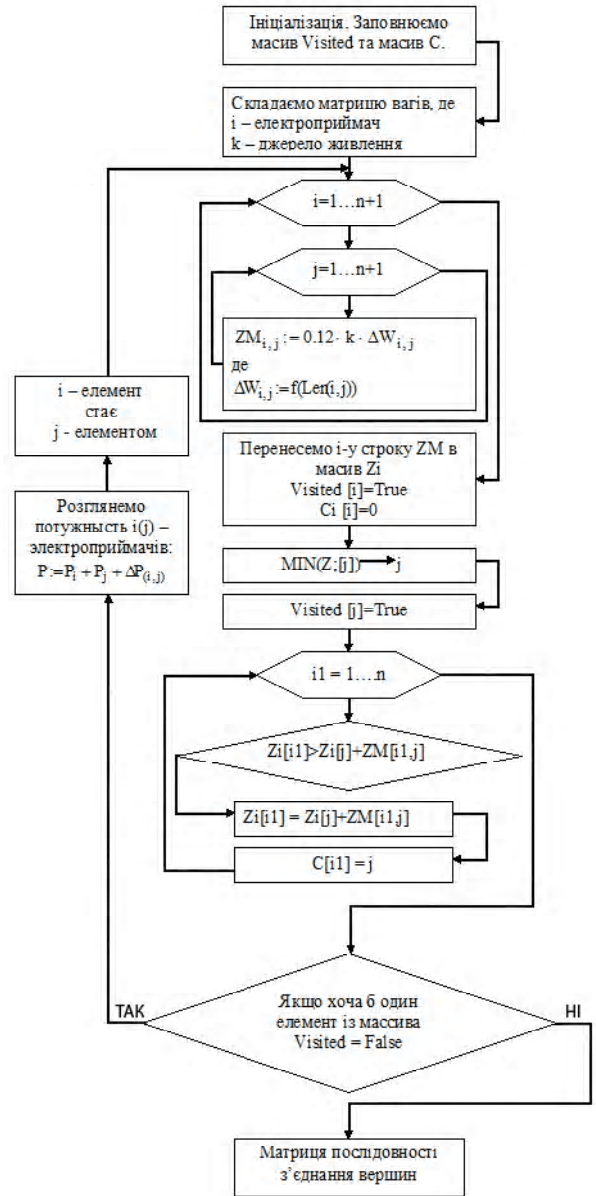


Рис. 1. Блок-схема алгоритму Дейкстри

За результатами перевірки роботи даного алгоритму можна зробити висновок, що із всіх варіантів, які будуть розглядатися, поліпшити значення, прийняте мінімальним (витрати на побудову ділянки мережі від джерела живлення до найбільш віддаленого споживача) не вдасться, оскільки збільшуються як протяжність магістралі, так і втрати потужності на окремих ділянках мережі. Це означає, що розрахунок закінчується. Тобто алгоритм не дає можливості використовувати його для побудови оптимальної моделі розподільчої мережі.

Застосуємо інший метод на основі сіткового планування.

Суть методу така.

Потрібно прокласти магістралі, захопивши якнайбільше приймачів, таким чином, щоб вартість магістралі не перевищувала вартість радіальних ліній, які живили ті самі приймачі. Для цього представляємо розрахункову мережу графом, для якого нам відомі координати електроспоживачів та потужність, яку вони споживають.

Далі джерелу живлення привласнюємо мітку 0. Інші вершини отримують мітку M (M – нескінченно велике число).

У всіх вершин, у яких мітка кінцевої вершини більша за суму (мітка початкової вершини плюс вага дуги), замінимо мітку кінцевої вершини на цю суму, вважаємо що $M - M = 0$.

Наприклад, вершина № 2 є кінцевою вершиною ребра 1-2. Мітка вершини № 2 більша за суму мітки вершини 1 і ваги ребра 1-2 ($M > 0 + 1$). Отже, вершина № 2 одержує нову мітку 1.

$A(m) = \{w \in V: w \in \Gamma(A(m)) \& (wA(k), k \leq m)\}$ привласнити мітку $m+1$.

Якщо на якомусь кроці множина $A(m+1)$ порожня і вершина w не отримала мітки, то в G не існує $(v-w)$ -шляху.

Перебір продовжується до тих пір, поки у кожній дуги мітка кінцевої вершини буде меншою або рівною сумі, тобто $w \in A(n)$.

На наступному кроці визначається послідовність вершин $v_p, \dots, v_{ik}$ таких, що

$$w \in \Gamma(v_{i1}) \& v_{i1} \in A(n-1); \quad (3)$$

$$v_{i1} \in \Gamma(v_{i2}) \& v_{i2} \in A(n-2); \quad (4)$$

$$v_{i(k-1)} \in \Gamma(v_{ik}) \& v_{ik} \in A(0). \quad (5)$$

Шлях $m = (v = v_{ik}, v_{i(k-1)}, \dots, w)$ є шуканим. Мітка кожної вершини w рівна якнайменшому числу m , для якого існує $(v-w)$ -шлях, що містить m дуг. Помітимо також, що після розстановки всіх можливих міток вершин можна визначити $(v-w)$ -шляхи з якнайменшим числом дуг для будь-якої вершини w , якщо вони існують.

Розглянемо цей метод з точки зору застосування його як методу поліпшення варіанта побудови радіальної мережі. Використаємо отриманий алгоритм для побудови магістралі. Для цього спочатку знайдемо, як і у випадку алгоритму Дейкстри, найвіддаленішого споживача, до якого спочатку будемо будувати магістраль.

На першому кроці джерелу живлення привласнюємо мітку 0, іншим вершинам мітку M ; M , як вже було вказано – нескінченно велике число.

Починаємо розраховувати вагу дуг та переписувати масив, який містить значення вершин графа, тобто якщо сума ваги дуги і значення мітки початку цієї дуги менша за M , то кінцевій вершині цієї дуги привласнюється значення цієї суми. Розрахунок триває до тих пір,

доки не досягнемо кінцевої точки, або доки вартість побудови магістралі буде нижчою, ніж вартість радіальної мережі, або доки будуть дотримуватись гранично припустимі вимоги.

Побудова магістралі ведеться за мінімальними значеннями вершин графа.

Алгоритм методу зображений на рис. 2.

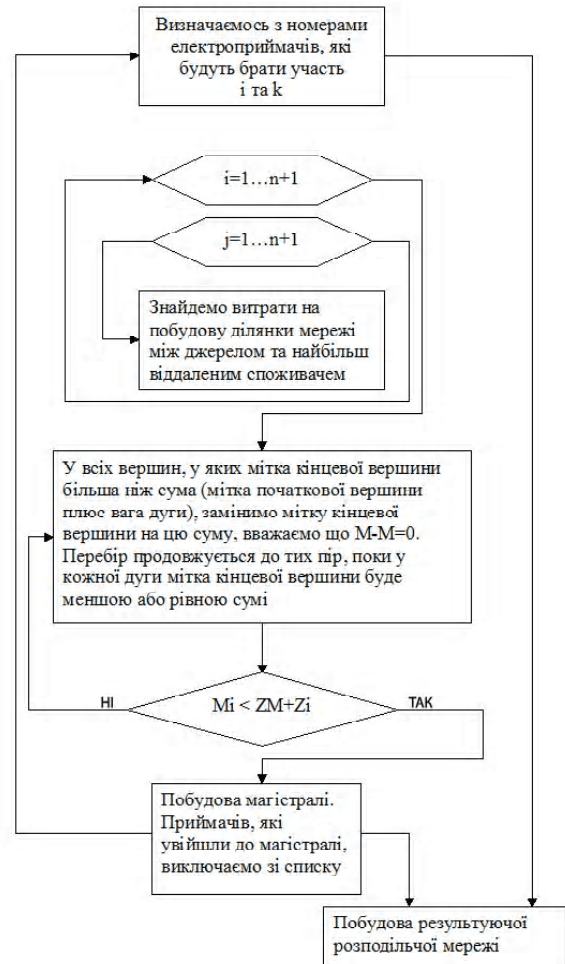


Рис. 2. Робота алгоритму побудови магістральної мережі

Із вищевикладеного отримуємо, що алгоритм визначення оптимальної топології розподільчої мережі складається з двох етапів. На першому етапі будеться радіальна мережа, при побудові використовується метод потенційних поверхонь. На другому етапі проводиться спроба поліпшити варіант, отриманий на першому. Для цього використовується оціночний метод. Отриманий алгоритм наведено на рис. 3.

Висновки

Для побудови оптимальної топології мережі було запропоновано алгоритм, який включає у себе елементи теорії графів та метод потенційної поверхні, в основу якого покладено порівняння вартості побудови радіаль-

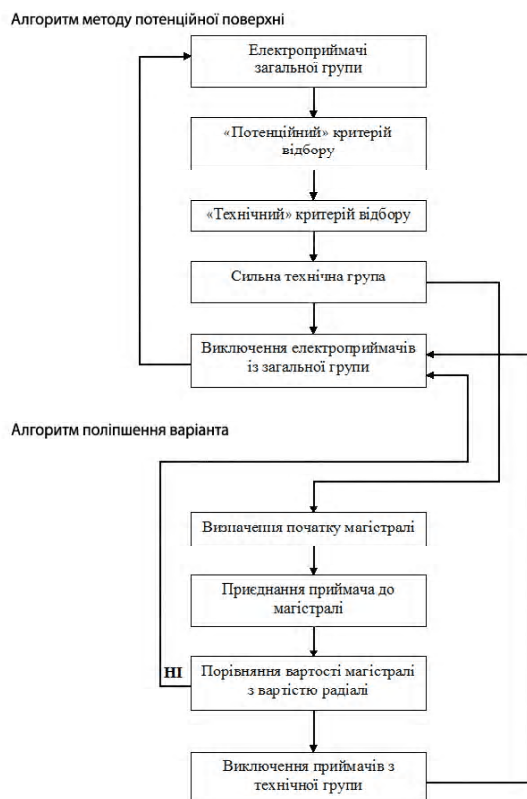


Рис. 3. Алгоритм знаходження оптимальної топології розподільчої мережі

ної та магістральної мережі, а також порівняння експлуатаційних витрат, що дає змогу суттєво зменшити вплив суб'єктивізму проектувальника при вирішенні задачі побудови розподільчої мережі.

Список літератури

1. Федоров А. А. Основы электроснабжения промышленных предприятий / Федоров А. А., Каменева В. В. – М. : Энергоатомиздат, 1984. – 472 с.
2. Липкин Б. Ю. Электроснабжение промышленных предприятий и установок: Учебник для учащихся техникумов / Липкин Б. Ю. – 3-е изд., перераб. и доп. – М. : Высш. школа, 1981. – 366 с.
3. Заболотный А. П. Удосконалений метод потенційної функції для формування оптимальної структури розподільчої мережі / Заболотный А. П., Федоса Д. В., Криворученко Н. Л., Яценко О. О. // Електротехніка та електроенергетика. – 2008. – № 1. – С. 74–80.
4. Державний стандарт України. Енергозбереження. Системи електроприводу. Метод аналізу та вибору : ДСТУ 3886-99 – ДСТУ 388-99. – [Чинний від 2000-07-01]. – К. : Держстандарт України, 2000. – 122 с.
5. Иванов Б. Н. Дискретная математика. Алгоритмы и программы / Иванов Б. Н. – М. : Лаборатория Базовых Знаний, 2001. – 288 с.

Поступила в редакцию 05.10.09 г.

После доработки 29.01.10 г.

Заболотный А. П., Федоса Д. В., Присяжный А. В., Кучерук Н. А. Алгоритм определения оптимальной топологии распределительной сети.

Предложен алгоритм определения оптимальной топологии сети на основе использования оценки улучшения варианта при изменении топологии в локальных зонах, а также алгоритм определения пути прокладки магистрали.

топология, схема электроснабжения, магистральная схема, радиальная схема, алгоритм, поверхность, электроприемник

Zabolotny A. P., Fedosha D. V., Prisyazhnyi A. V., Kucheruk N. A. Algorithm of determination of optimum topology of distributive network.

An algorithm for determining optimal electrical network topologies based on the evaluation of improvement options when changing the topology of local areas, as well as the algorithm for determining the main routing.

topology, chart of power supply, main chart, radial chart, algorithm, surface, electro-receiver

УДК 621.316.11

А. П. Заболотний канд. техн. наук, Д. В. Федоша, К. І. Парусімова, С. В. Усенко
Запорізький національний технічний університет

Алгоритм визначення проміжних вузлів навантаження радіальних розподільчих мереж

На основі методу потенційної поверхні розроблено алгоритм визначення проміжних вузлів навантаження радіальних розподільчих мереж.

сильна технічна група, слабка технічна група, проміжний вузол навантаження, радіальна розподільча мережа, трансформаторний вузол, без трансформаторний вузол, центру витрат, розподільчий пристрій

Вступ

При проектуванні та модернізації мережі головним завданням є вибір джерел живлення електричної мережі: визначення їх кількості, потужності, місць розташування, розподіл за ними приймачів електроенергії, питання компенсації реактивної потужності, резервування за низькою стороною, улаштування проміжних вузлів навантаження (рівнів розподільчої мережі), що суттєво впливають на обсяги капітальних та експлуатаційних витрат.

Згідно з дослідженням [1], розв'язання питання проміжних вузлів навантаження повинне здійснюватись сумісно з іншими задачами, а саме, визначенням кількості вузлів навантаження, місць їх розташування, потужності трансформаторів та групування приймачів за вузлами навантаження. Даний підхід має виключити фактор суб'єктивізму, збільшити область пошуку оптимальних рішень задачі та отримати більш оптимальне рішення в цілому, але на данному етапі не проводиться розв'язання задачі вибору кількості та місць розташування проміжних вузлів навантаження.

Розв'язання задачі вибору кількості рекомендується проводити, використовуючи оціночні методи [2]. Однак, ці методи не дають можливості визначення місця розташування проміжних вузлів навантаження та їх застосування для розв'язання такої локальної задачі, до всього об'єкту дає велику кількість варіантів для оцінювання, що погіршує якість отриманого результату.

Метою статті є розробка алгоритму визначення проміжних вузлів навантаження радіальних розподільчих мереж в межах алгоритму потенційної поверхні, для побудови оптимальної структури системи електропостачання.

З метою розв'язання даної проблеми було запропоновано алгоритм побудови оптимальної структури мережі електропостачання, в якому, для покращення якості групування вузлів навантаження, електроприймачі умовно були розділені на дві групи: «Слабку технічну групу» та «Сильну технічну групу» [3].

«Сильна технічна група» – це група електроприймачів,

сформована за «технічним» критерієм, яка має оптимальний коефіцієнт завантаження джерела живлення, виходячи з умов надлишковості. Тобто, це ті електроприймачі, для яких, власне, і встановлюється джерело живлення при розрахунках методом потенційної функції. Якщо розглядати споживачів «сильної групи» на рівні напруги 10 кВ, це навантаження промислового підприємства або іншого об'єкта чи групи об'єктів, які розташовані відносно недалеко одне від одного та отримують живлення від єдиного джерела (трансформаторної підстанції 110/10 кВ, або 35/10 кВ), спеціально для цього встановленого. Споживачами при цьому є цехові трансформаторні підстанції 10/0,4 кВ, або 10/0,6 кВ, а також потужне промислове обладнання, для живлення якого використовується напруга 10 кВ.

Для такої мережі характерними є невелика відстань від споживачів до джерела, різнопланові за потужністю та характером навантаження, відносно мінімальні втрати у кабельних лініях і велика вартість кабелів та комірок розподільчого пристрою (КРП). Через це встановлення розподільчих пристроїв для цієї групи частіше за все виявляється недоцільним.

Доцільність формування вузла навантаження може проявитися лише у випадках відносно великої віддаленості та скупченості споживачів, коли витрати на радіальну розподільчу мережу від підстанції (п/ст) до споживачів будуть більші за сумарні витрати на живильну мережу від п/ст до розподільчого пристрою (РП) та на розподільчу мережу від РП до споживачів, тому встановлення проміжних вузлів навантаження у межах цієї групи обумовлюється лише зменшенням витрат на розподільчу мережу, у порівнянні із витратами на мережу без вузлів навантаження (радіально-променевою схемою живлення).

«Частина сильної групи» – це група електроприймачів «сильної групи», яка виділена з неї за додатковими критеріями (наприклад: показник розкиду навантаження, який використовується в тензорному методі).

«Слабка технічна група» – група електроприймачів,

© А. П. Заболотний, Д. В. Федоша, К. І. Парусімова, С. В. Усенко 2010 р.

сформована за «технічним» критерієм з умов недостатності. Тобто, це ті приймачі, приєднання яких до існуючих джерел живлення, власне, небажане, оскільки це погіршує техніко-економічні показники мережі (потужність джерела живлення доводиться завищувати, і при цьому коефіцієнт завантаження джерела живлення менший за прийнятний). У той же час, формування власного джерела для цих приймачів неприйнятне через їх замалу потужність або інші технічні критерії.

Доцільність встановлення проміжних вузлів навантаження у межах цієї групи обумовлюється, зазвичай, значним зменшенням витрат на розподільчу мережу («слабка група» приймачів порівняно віддалена від джерела) у порівнянні з витратами на мережу без вузлів навантаження, а також техніко-економічним обґрунтуванням розподілу приймачів за джерелами живлення (прокладення більш довгої мережі з більшими витратами до іншого джерела може компенсуватися можливістю не збільшувати потужність джерела живлення).

Техніко-економічний розрахунок базується на порівнянні двох варіантів виконання локальної ділянки структури мережі, границі якої визначаються за сильною та слабкою технічними групами. Перший варіант з проміжним вузлом навантаження, другий без проміжного вузла навантаження. Прийняття варіанта з проміжним вузлом навантаження виконується за умовою

$$C_I + \Delta W_I \cdot K_{CP} < C_{II} + \Delta W_{II} \cdot K_{CP}, \quad (1)$$

де C_I, C_{II} – капітальні вкладення у перший та другий варіант відповідно;

$\Delta W_I, \Delta W_{II}$ – річні втрати енергії за першим та другим варіантом відповідно;

K_{CP} – коефіцієнт, що враховує пріоритет втрат електричної енергії над капітальними вкладеннями, визначається за формулою

$$K_{CP} = T_O \cdot (C_I + \sum_{i=2}^{T_O} (C_i - C_I)), \quad (2)$$

де T_O – термін окупності (в місяцях);

C_I – вартість спожитої електричної енергії в перший місяць;

C_i – вартість спожитої електричної енергії в i -й місяць.

При цьому капітальні вкладення першого варіанту будуть залежати від чотирьох складових:

$$C_I = f(C_{РПВ}; C_M; C_{ПВ}; C_{ВІ}), \quad (3)$$

де $C_{РПВ}$ – капітальні вкладення в розподільчу мережу від проміжного вузла навантаження до електроприймачів;

C_M – капітальні вкладення в провідник, з'єднуючий проміжний вузол навантаження з джерелом живлення;

$C_{ПВ}$ – капітальні вкладення в проміжний вузол навантаження;

$C_{ВІ}$ – капітальні вкладення в чарунки джерела живлення.

Капітальні вкладення другого варіанту будуть залежати від двох складових:

$$C_{II} = f(C_{РВ}; C_{ВІ}), \quad (4)$$

де $C_{РВ}$ – капітальні вкладення в розподільчу мережу від джерела живлення до електроприймачів;

$C_{ВІ}$ – капітальні вкладення в чарунки джерела живлення.

Таким чином, метод порівняльної оцінки передбачає аналіз локальної ділянки структури мережі з визначенням ряду технічно доцільних варіантів її виконання та подальше порівняння цих варіантів між собою за критерієм питомих витрат. Менш витратний з цих варіантів і буде найбільш оптимальним за техніко-економічними показниками.

Матеріали дослідження

З усього вищезазначеного впливає принцип побудови алгоритму розрахунку проміжних вузлів навантаження, який базується на методиці [4, 5]. Ця методика дає відповідь про оптимальний розподіл приймачів електроенергії промислового об'єкта за заданим числом джерел живлення з визначенням місць розташування останніх в центрах навантажень груп та про оптимальне число джерел живлення для заданої множини приймачів електроенергії промислового об'єкта.

Згідно з цією методикою, необхідно передбачити можливість встановлення джерел живлення (вузлів навантаження) для групи споживачів та розподіл між ними має бути оптимальним. Для вирішення даної задачі усі множина споживачів розподіляються на S груп. Передбачається, що кожна з цих груп буде отримувати живлення від власного вузла навантаження. Для першого варіанту мережі S обирається рівним 2, для другого – 3 і так далі, поки кількість груп не стане рівною $n-1$, де n – загальна кількість споживачів (при числі $S=1$ отримаємо один вузол навантаження, від якого будуть отримувати живлення усі споживачі, тобто ту саму радіальну мережу, а при числі $S=n$ отримаємо вузли навантаження із одним приєднанням кожен, що не має практичного сенсу і фактично знову повертає нас до тієї ж радіальної мережі). Для кожного з цих варіантів визначається найбільш оптимальний розподіл споживачів на групи.

Методика, наведена у [4, 5], була розроблена для визначення джерел живлення у групі приймачів, тобто основним критерієм був розкид навантаження у групах, при цьому зневажалися витрати на живильну мережу. Натомість у рамках поставленої задачі витрати на живильну мережу будуть співвідносні з витратами на розподільчу мережу, тому що передача енергії відбувається на одному рівні напруги без трансформацій та довжина мереж майже однакова. У зв'язку з цим алгоритм [4, 5] було дещо вдосконалено.

Перш за все було додано процедуру коригування центру електричних навантажень (ЦЕН) з врахуванням витрат на живильну мережу, оскільки за нових умов розміщення вузла навантаження є найбільш раціональним вже не у центрі навантажень, а, так би мовити, у «центрі витрат», тобто у точці, де сумарні витрати на розподільчу та живильну мережі досягають найменшого значення.

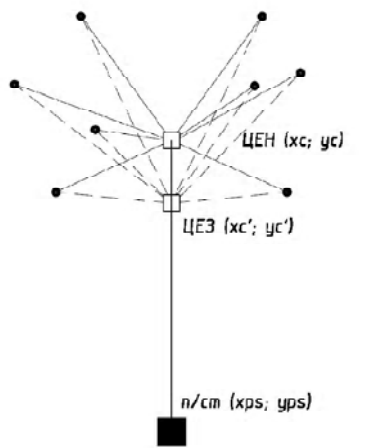


Рис. 1. Зміщення РП до «центру витрат»

Так як розподільча мережа може з'єднувати багато споживачів, розміщених на площі об'єкта, вирахувати чітку залежність розташування «центру витрат» не видається можливим. Тому при автоматизованому проектуванні найбільш логічним виявилось рішення розбиття живильної мережі на N відрізків. Після цього вузол навантаження зміщується на такий відрізок у напрямку джерела живлення. Наприклад, для ситуації, зображеної на рис. 1, ділянку живильної мережі можна описати вектором

$$L_j = (xps - xc; yps - yc), \quad (5)$$

де xps, yps – координати джерела живлення (живильної підстанції);

xc, yc – координати ЦЕН.

При розбитті цього вектора на N частин зміщення центру буде відбуватися на відрізок

$$L_j' = \left(\frac{xps - xc}{N}; \frac{yps - yc}{N} \right). \quad (6)$$

Звідси,

$$\frac{1}{N} \cdot (xps - xc) = (xps - xc'), \quad (7)$$

$$\frac{1}{N} \cdot (yps - yc) = (yps - yc'), \quad (8)$$

$$xc' = \frac{N-f}{N} \cdot xps + \frac{f}{N} \cdot xc, \quad (9)$$

$$yc' = \frac{N-f}{N} \cdot yps + \frac{f}{N} \cdot yc, \quad (10)$$

де $f=1$ – перший відрізок наближення;

xc', yc' – нові координати вузла навантаження.

Для цих нових координат центру обчислюються нові витрати на спорудження мережі. Якщо вони виявилися меншими за попередні, то наближення вузла навантаження до джерела живлення продовжується (f обирається рівним 2, 3, 4 і т. д.). Таким чином отримуємо достатньо точні координати «центру витрат». Більш точне наближення не видається доцільним, бо розміщення РП за реальних обставин обирається враховуючи існуючі особливості топології об'єкта.

Крім того, початковий алгоритм у деяких випадках видає помилкові рішення.

По-перше, виникає так звана «секторна помилка», коли вузол навантаження формується у групі, розташованій близько до джерела живлення, але споживачі якої скупчені, і лише у другу чергу ЦЕН буде утворюватися у віддаленій групі, яка більш розосереджена. Це може призводити до того, що деякі раціональні варіанти побудови мережі не будуть враховані. Тому було прийнято рішення про введення до алгоритму джерела живлення, як одного з вузлів навантаження, координати якого є незмінними. Через це наближені споживачі приєднуються до нього одразу за радіальною схемою. Такий варіант є більш раціональним.

Також при розрахунках виникає комплексна помилка. Якщо після закінчення оцінки варіанту розподілу на S груп порівняти витрати на кожний РП із радіальною мережею, то може виявитися, що деякі РП дорожчі, а деякі дешевші від простої мережі. При цьому весь проект може бути дорогим через те, що дороговизна перших перекриває дешевизну других. Тому було прийнято рішення після закінчення стандартного розрахунку проекту здійснити порівняння кожного РП з відповідною ділянкою радіальної розподільчої мережі. У випадку з'ясування, що радіальний варіант є дешевшим, відбувається заміна на такий варіант. Таким чином, сумарні витрати проекту будуть враховувати лише економічно вигідні вузли навантаження.

«Сильною групою» споживачів на рівні напруги 0,4 кВ можна вважати навантаження цеху промислового підприємства, тобто групу трифазних та однофазних приймачів електроенергії, які отримують живлення від цехової ТП напругою 0,4 кВ. Система електропостачання такого об'єкта має ряд технологічних особливостей. Перш за все, це велике скупчення приймачів на досить малій території. Відстань між ЕП відносно невелика, і зазвичай вони об'єднані у один технологічний процес. Якщо немає особливих вимог до безпеки, розподільча мережа такого рівня виконується алюмінієвими проводами з полімерною ізоляцією, а також низьковольтними кабелями. Їх вартість порівняно невелика, і у даному випадку першочерговою складовою витрат постають електричні втрати у провідниковому матеріалі, адже струми

у низьковольтній мережі значно вищі, ніж у мережах середньої напруги.

Проміжними вузлами навантаження для цехового електропостачання можна вважати силові розподільчі пункти (СП), до яких підключаються групи приймачів цеху і до яких силовим кабелем підводиться живлення від розподільного пристрою цехової ТП. Комутація електричних кіл здійснюється автоматичними вимикачами. Також можуть застосовуватися СП, обладнані запобіжниками, що ще більше знижує їх вартість, але не завжди допустимо.

В цілому, алгоритм розрахунку цехового електропостачання дуже схожий за принципом на розрахунок «сильної групи» електромереж середньої напруги. Усі приймачі так само діляться спочатку на дві, потім на три, чотири і так далі груп, і для кожного з цих варіантів розподілу визначається оптимальна конфігурація мережі та обчислюються питомі витрати на такий проект. Потім усі ці проекти варіантів побудови мережі порівнюються і обирається економічно найвигідніший.

Головною відмінністю та складністю моделювання такої задачі є дискретність кількості приєднань вузлів навантаження. Адже промисловість випускає силові пункти, що містять в основному 5 або 8 фідерних автоматичних вимикачів (також можна знайти аналоги на 3 і 12 приєднань). Шафи на кількість приєднань більше 12 зазвичай виконуються за індивідуальними замовленнями і коштують набагато дорожче. Крім того, така особливість має і технічне підґрунтя: за великої кількості приєднаних споживачів струм у живильній мережі може досягати значної величини. Стандартний ряд перерізів кабельної продукції може не задовольнити такі вимоги, а вартість автоматичних вимикачів для комутації струмів, вищих за 250 А, зростає на декілька порядків. Якщо не передбачити такий фактор при моделюванні, алгоритм призведе до некоректних та нерациональних результатів.

Для вирішення даної проблеми можна використовувати методи тензорного аналізу. Математична модель, заснована на тензорному принципі, є досить гнучкою і дозволяє врахувати такі умови без значних змін основного алгоритму. Очевидно, що для дискретизації кількості приєднань необхідно розподілити приймачі на групи за звичайним алгоритмом, визначивши оптимальні місця розміщення ЦЕН. Після цього треба пересортувати силові пункти, привівши їх до стандартних розмірів, і найбільш придатні до цього приймачі приєднати до інших вузлів. Для досягнення такої мети необхідно виявити критерій сортування приймачів, який був би найбільш доцільним в умовах даної задачі. На основі логічних міркувань та експериментальних досліджень для цього був обраний «критерій бажаної належності»: чим більше за модулем різниця відстаней від даного приймача до РП, якому він належить, та до іншого найближчого РП, тим більш бажана приналежність цього приймача до свого РП. Іншими словами, якщо кількість приєднань вузла більша за стандартну, необхідно

від'єднати від нього ті приймачі, які будуть якомога далі від нього і водночас якомога ближче до іншого вузла, здатного їх прийняти. Даний принцип проілюстрований на рис. 2.

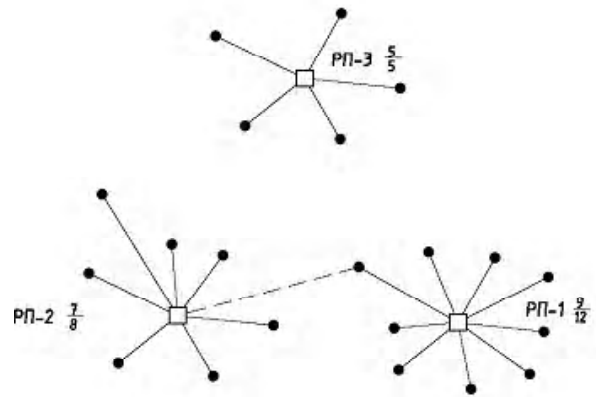


Рис. 2. Ілюстрація дискретизації вузлів за кількістю приєднань

Як видно з рисунка, приймач, що знаходиться у зоні спільного впливу двох вузлів, вигідно приєднати до РП № 2. Тоді РП № 2 заповниться повністю за приєднаннями, а розмір РП № 1 можна буде зменшити з 12 до 8 приєднань. Витрати на провідниковий матеріал при цьому будуть незначними. Після того, як найбільш вдалі приймачі були таким чином відділені від вузлів, їх необхідно знову перерозподілити між вузлами, врахувавши дискретність приєднань останніх. Для вирішення цієї задачі найбільш раціональним рішенням видається оцінка питомих витрат у межах локальної ділянки розподільного пункту. Тобто, для усіх РП, окрім тих, що мають максимальну кількість приєднань, розраховуються витрати на збільшення до наступного більшого числа приєднань за рахунок найближчих до того чи іншого РП приймачів. Цей оціночний критерій можна описати наступним виразом:

$$\Delta Z = \frac{\sum 3i' + (3 \cdot 0_{k+1} - 30_k)}{n'}, \quad (11)$$

де $3i'$ – вартість мережі від СП до приймача, що додається до нього;

30_k – вартість СП з існуючим числом приєднань;

30_{k+1} – вартість СП на наступне більше число приєднань;

n' – кількість приймачів, що додаються до вузла.

Таким чином оцінюються питомі витрати в середньому на кожне приєднання до вузла навантаження при його збільшенні, в кінці розрахунків обирається СП, показник питомих витрат якого найменший, і для нього відбувається вже не оціночне, а остаточне збільшення розміру за рахунок приєднання найближчих приймачів. Після розподілу за такою методикою усіх приймачів алгоритм повертається до попередньої схеми, тобто уточнюються точки ЦЕН (вже з урахуванням нового поділу

на групи) і відбуваються наступні ітерації, доки показник питомих витрат на проект (11) не досягне свого мінімуму.

Крім того, у алгоритмі виникає потреба у внесенні джерела живлення у розрахунки як одного з вузлів навантаження, але з фіксованими координатами. Єдиною відмінністю у даному випадку буде те, що кількість приєднань цього вузла нормувати також не буде потреби, а до показника (11) має додаватися умова не приєднувати приймачі, відстань від яких до даного СП більша, ніж до джерела живлення.

Так само, по закінченні оптимізації кожного варіанта необхідно проводити комплексний аналіз мережі та розформувати ті вузли навантаження, які за витратами перевищують радіальну схему живлення.

«Слабка група» являє собою навантаження, відносно віддалене від центрів живлення та невелике за потужністю. Приєднання споживачів цієї групи до джерела з максимальним ККД і, відповідно, максимально допустимим коефіцієнтом завантаження, призведе до необхідності збільшення джерела живлення при зменшенні його коефіцієнта завантаження. Так, наприклад, «слабкі групи» виникають при проектуванні електропостачання агропромислового комплексу. Для такої групи характерні великі втрати в лініях електропередач (ЛЕП) та їх значна довжина, а також спільність технологічних процесів. Тому, зазвичай, на таких територіях виявляється найбільш доцільним встановлення проміжних вузлів навантаження, які будуть отримувати живлення від найбільш вигідного джерела.

Таким чином, при початковому проектуванні джерела живлення формуються за методом еквіпотенційних поверхонь із забезпеченням найбільшого ККД. «Слабка група» цей показник погіршує та унеможливає проведення безпомилкових розрахунків за вищевказаним методом. Тому першочерговою метою розрахунків є визначення такого джерела, збільшення потужності якого буде найбільш виправданим. Метод порівняльної оцінки дозволяє вирішити таку задачу досить просто та одразу може розрахувати варіант структури мережі, який буде найкращим за економічними показниками, оскільки основним критерієм цього методу є питомі витрати, а не екстремуми потенційної функції.

Моделювання розрахунку «слабкої групи» відбувається аналогічно до попередніх прикладів. Група споживачів, для якої необхідно визначити оптимальну конфігурацію системи електропостачання, так само розподіляється на S груп ($S = 2, 3, 4 \dots n-1$), і визначається склад цих груп за критерієм розкиду навантаження [4, 5]. Після завершення групування схожий цикл повторюється вже відносно живильних ТП та щойно сформованих вузлів навантаження та оцінюється пріоритетність їх підключення до тієї чи іншої ТП. Після цього сформовані таким чином ТП знову переоцінюються: якщо потужність навантаження ТП не задовольняє показник

завантаження трансформатора ($K_{\text{з}} = 0,7 \dots 0,85$), то деякі вузли від'єднуються від ТП за «критерієм бажаної належності»). Коли потужність підстанцій досягне бажаних меж, за принципом, аналогічним до (11), визначається пріоритетність збільшення потужності тієї чи іншої ТП за рахунок вузлів, що залишилися від'єднаними на попередньому кроці:

$$\Delta Z = \frac{\sum 3j' + (3 \cdot 0_{k+1} - 30_k)}{Cps'} \quad (12)$$

де $3j'$ – вартість живильної мережі від підстанції до вузла, що додається;

30_k – витрати на п/ст поточної потужності;

30_{k+1} – витрати на п/ст наступної більшої потужності;

Cps' – потужність вузлів, що додаються до джерела.

В результаті поєднані алгоритми обчислення оптимального співвідношення живильної і розподільчої мережі, розподілення споживачів по групах та обирання приймачів за критерієм бажаної приналежності отримали загальний алгоритм визначення проміжних вузлів навантаження. Алгоритм наведено на рис. 3.

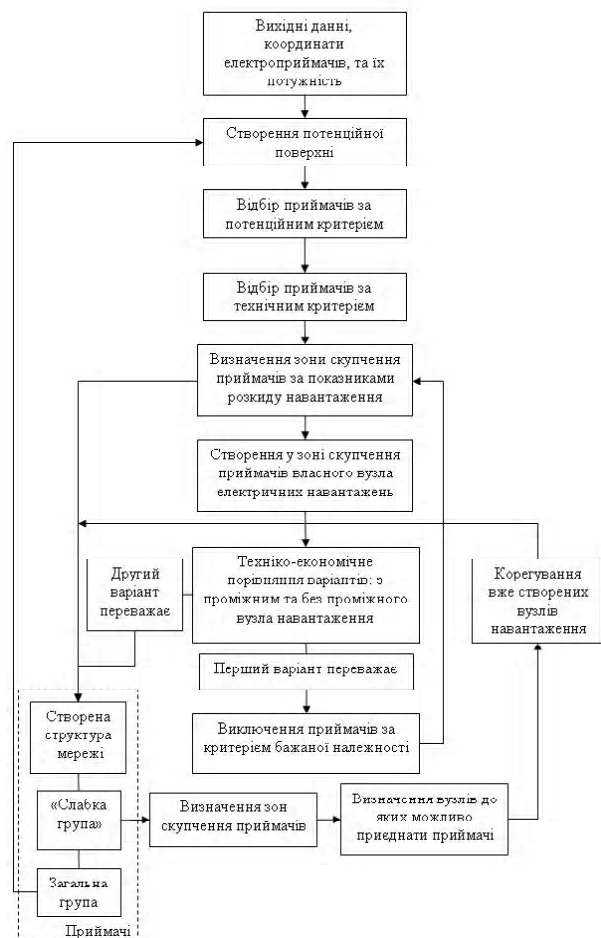


Рис. 3. Алгоритм визначення проміжних вузлів навантаження у складі алгоритму визначення оптимальної структури системи електропостачання

Висновки

В запропонованому алгоритмі для різних підстанцій порівнюється витратність спорудження мережі та необхідності збільшення потужності і в підсумку обирається варіант, найменший за витратами.

Цей принцип може також використовуватися для вже існуючих мереж, коли необхідно визначити схему живлення щойно утвореного споживача або субспоживача та пріоритетність його підключення до тої чи іншої підстанції, що функціонує у даному районі.

Список літератури

1. Заболотний А. П. Удосконалений метод потенційної функції для формування оптимальної структури розподільчої мережі / Заболотний А. П., Федоша Д. В., Криворученко Н. Л., Яценко О. О. // Електротехніка та електроенергетика. – 2008. – № 1. – С. 74–80.
2. Раппорт А. Н. Актуальные задачи обеспечения электросетевого комплекса при развитии рыноч-

ных отношений в электроэнергетике. [научный журнал] / Раппорт А. Н., Кучеров Ю. Н. // Энергетик. – 2004. – № 10. – С. 22–24.

3. Заболотный А. П. Построение оптимальной структуры сетей электроснабжения предприятий АПК: Сборник научных трудов международной научно-практической конференции [«Проблемы энергообеспечения предприятий АПК и сельских территорий»] / Федоша Д. В., Мамбаева В. С. – С.- П. : СПбГАУ, 2008. – С. 42–46.
4. Федоров А. А. Определение центра электрических нагрузок для оптимального размещения питающих подстанций промышленных предприятий / Федоров А. А., Каменева В. В., Хмель С. Р. // Электричество. – 1974. – № 8. – С. 31–34.
5. Федоров А. А. Основы электроснабжения промышленных предприятий / Федоров А. А., Каменева В. В. – М. : Энергоатомиздат, 1984. – 473 с.

Поступила в редакцию 05.10.09 г.

После доработки 29.01.10 г.

Заболотный А. П., Федоша Д. В., Парусимова К. И., Усенко С. В. Алгоритм определения промежуточных узлов нагрузки радиальных распределительных сетей.

Разработан алгоритм определения промежуточных узлов загрузки радиальных распределительных сетей на основе метода потенциальной поверхности.

сильная техническая группа, слабая техническая группа, промежуточный узел нагрузки, радиальная распределительная сеть, трансформаторный узел, безтрансформаторный узел, центр потерь, распределительное устройство

Zabolotny A. P., Fedosha D. V., Parusimova K. I., Usenko S. V. An algorithm for determining the intermediate nodes load of radial distribution networks is.

An algorithm based on the method of potential surface is developed for determining intermediate load centers of radial distribution networks.

strong technical group, weak technical group, intermediate node load, radial distribution network, transformer node, transformerless node, center of losses, switchgear

Моделирование электрических параметров газоразрядной лампы высокого давления

Предложена математическая модель электрических параметров газоразрядной лампы высокого давления с учетом нелинейной вольт-амперной характеристики и ее структурно-логическая схема. Приведены результаты моделирования и экспериментальных исследований.

газоразрядная лампа, высокое давление, математическая модель, пускорегулирующий аппарат, вольт-амперная характеристика

Введение

Газоразрядные лампы высокого давления, далее лампы, широко используются для освещения промышленных объектов, аэродромов, автомагистралей. Это поясняется тем, что их срок службы достигает 20 тыс. ч., световая отдача до 130 лм/Вт. До настоящего времени электропитание ламп осуществляется от электромагнитных пускорегулирующих аппаратов (ЭМПРА), коэффициент мощности которых изменяется в пределах 0,4–0,8. Наряду с высокой надежностью и сравнительно небольшими затратами в процессе эксплуатации последним присущи следующие недостатки: не предусмотрена регулировка светового потока, что приводит к неоправданно высокому использованию электрической энергии; не обеспечивается номинальный электрический режим при колебаниях напряжения в сети, что приводит к сокращению срока службы лампы; сравнительно высокие массо-габаритные показатели ввиду использования устаревшей элементной базы.

Современные условия снижения энергоемкости и повышения эффективности использования энергоносителей требуют для питания ламп разрабатывать более совершенные электронные пускорегулирующие аппараты (ЭПРА). Использование современной элементной базы позволяет исключить или существенно снизить недостатки, которые присущи ЭМПРА. Основными преимуществами ЭПРА являются: обеспечение электрических режимов лампы на частотах выше 20 кГц, что позволяет одновременно уменьшить массо-габаритные показатели источников питания, увеличить срок службы и световую отдачу лампы. Для разработки ЭПРА необходимо исследовать характерные особенности электродинамических процессов в лампе с учетом нелинейных зависимостей между отдельными параметрами, их влияние на режимы пускового устройства и надежность работы последних. Таким образом, актуальность разработки математической модели с учетом нелинейных взаимосвязей между параметрами лампы соответствует требованиям практики.

© Д. А. Кончуковский 2010 г.

Целью данной работы является:

- 1) разработка математической модели газоразрядной лампы с учетом нелинейных зависимостей между параметрами;
- 2) моделирование номинального установившегося электрического режима лампы.

Принципиальные основы моделирования параметров газоразрядных ламп следуют из анализа существующих литературных источников [1–6]. При разработке математических моделей электрических режимов ламп используются два методологических подхода.

Первый основан на предварительно установленных причинно-следственных взаимосвязях между параметрами [1–4]. В [1] используется PSpice-совместимая модель, которая базируется на уравнении теплопереноса в плазме

$$\frac{dQ}{dt} = P_{in} - P_{out}, \quad (1)$$

в сочетании с дифференциальным уравнением электрической проводимости лампы

$$R_{lamp} = \int_V \frac{1}{\sigma_{\Sigma}} \cdot \frac{L}{S} \cdot dV. \quad (2)$$

В уравнениях (1) и (2) приняты следующие обозначения: Q – теплосодержание системы; P_{in} – подводимая энергия; P_{out} – суммарная энергия тепловых потерь и излучения; σ_{Σ} – суммарная проводимость компонентов газовой смеси; L и S – длина и сечение разрядного промежутка, соответственно.

Использование данной математической модели к решению поставленной задачи неприемлемо по следующим причинам: отсутствует единая обобщенная зависимость между параметрами; используется ряд неопределенных взаимосвязей с эмпирическими коэффициентами; позволяет моделировать процессы в установившемся номинальном режиме. В [2] для моделирования проводимости лампы используется следующая

щее нелинейное дифференциальное уравнение:

$$\frac{dg}{dt} = \frac{1}{k_1(g)} \cdot [u_D^2 - U_D^2(g)] \cdot g, \quad (3)$$

где $k_1(g) = \frac{dW}{dg}$ – коэффициент, учитывающий инерционные свойства разряда; g – проводимость лампы в установившемся режиме; u_D – напряжение на лампе.

Эти модели позволяют исследовать электрические режимы в схемах на низких и высоких частотах. При этом они не в полной мере отражают режим разгорания лампы.

В публикациях [3–4] для разработки модели используются уравнение для средней концентрации электронов, приведенной проводимости, а также уравнение статической характеристики лампы.

Второй подход основан на использовании регрессионных моделей газоразрядной лампы, в которых проводимость моделируется дифференциальным уравнением с постоянными коэффициентами [5–6].

Одним из основных недостатков рассмотренных моделей является: отсутствие обобщенной методики исследования динамических режимов на разных частотах; они не в полной мере отображают режим разгорания, что затрудняет оценивать надежность и текущее техническое состояние пускорегулирующего аппарата, а также срок службы лампы.

Математическая модель газоразрядной лампы базируется на уравнении закона сохранения энергии, использование которого корректно для описания процессов в разрядных лампах [8]. Моделируемый объект представляем в виде двухполюсника, включенного в электрическую цепь переменного тока. Взаимосвязь между параметрами лампы описывается дифференциальным уравнением, которое составлено на основе условия баланса энергии, поступающей от источника питания, и внутренней энергии объекта. Внутренняя энергия пропорциональна изменению температуры T , согласно следующему уравнению:

$$k_u \cdot \frac{dT}{dt} = P_{\text{подв}} - P_{\text{ном}}, \quad (4)$$

где k_u – коэффициент, учитывающий инерционные свойства разряда [Вт·с/К]; $P_{\text{подв}} = u_L \cdot i_L$ – подводимая мощность; $P_{\text{ном}}$ – мощность потерь (большая ее часть составляет мощность излучения разряда).

Для использования приведенных равенств полагаем, что мощность потерь $P_{\text{ном}}$ пропорциональна квадрату изменения температуры T [9]. С учетом этого уравнение (4) принимает следующий вид:

$$k_u \cdot \frac{dT}{dt} = u_L \cdot i_L - k_{\text{охл}} \cdot T^2, \quad (5)$$

где $k_{\text{охл}}$ – коэффициент аппроксимации зависимости мощности потерь от температуры.

Для нахождения температуры в текущий момент времени уравнение (5) представляем в интегральной форме

$$T = \frac{1}{k_u} \cdot \int (u_L \cdot i_L - k_{\text{охл}} \cdot T^2) \cdot dt + T(0), \quad (6)$$

где $T(0)$ – начальная температура объекта.

Представляя падение напряжения на лампе u_L через проводимость $g_L(T)$, согласно закону Ома $u_L = \frac{i_L}{g_L(T)}$, а также используя зависимость проводимости лампы от температуры T , получим следующее уравнение:

$$g_L(T) = k_g \cdot T^{k_T}, \quad (7)$$

где k_g, k_T – коэффициенты аппроксимации зависимости проводимости от температуры.

Для физического представления протекания процессов в лампе используем схему ее включения последовательно с индуктивным балластом, которая приведена на рис. 1.

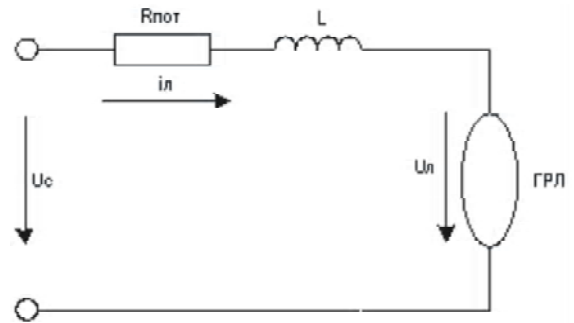


Рис. 1. Схема включения лампы с индуктивным балластом

На рис. 1 приняты следующие обозначения:

$R_{\text{ном}}$ – активное сопротивление обмоток дросселя; L – дроссель; ГРЛ – газоразрядная лампа.

Использование данной схемы позволяет установить взаимосвязь электрических параметров лампы и схемы включения. Согласно второму закону Кирхгофа:

$$u_c = u_{R_{\text{ном}}} + u_L + u_L, \quad (8)$$

где $u_{R_{\text{ном}}} = i_L \cdot R_{\text{ном}}$ – падение напряжения на активном сопротивлении обмоток дросселя; $u_L = L \cdot \frac{di_L}{dt}$ – падение напряжения непосредственно на дросселе.

На основании (8) выражение для нахождения тока представляем в интегральной форме

$$i_L = \frac{1}{L} \cdot \int (u_c - i_L \cdot R_{\text{ном}} - u_L) + i_L(0), \quad (9)$$

где $i_L(0)$ – начальное значение тока лампы.

Блок-схема математической модели отображает взаимосвязи между параметрами в уравнениях (1)–(9) и представлена на рис. 2. Блок-схема содержит модель индуктивного балласта и модель газоразрядной лам-

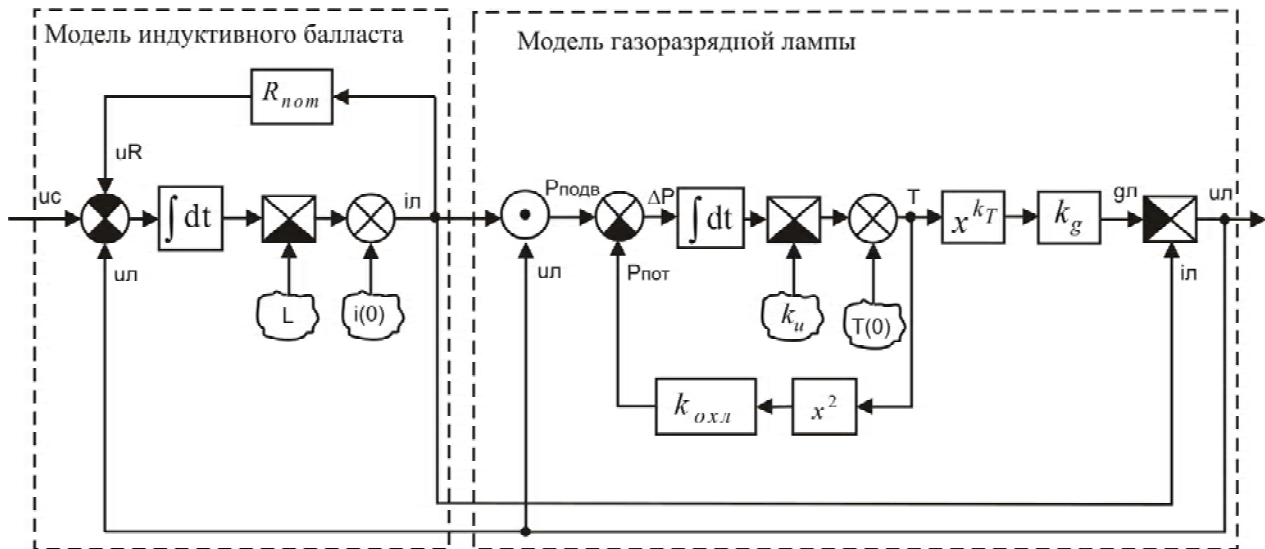


Рис. 2. Структурно-логическая блок-схема математической модели лампы в установившемся режиме

пы. Ток индуктивного балласта рассчитывается в соответствии с уравнением (9) и является входным параметром модели лампы. Значение индуктивности L рассчитывается по ВАХ дросселя. Параметр $i(0)$ устанавливает начальное значение тока лампы. Сопротивление $R_{ном}$ приближенно учитывает активные потери в дросселе. Выходным параметром модели лампы является проводимость g_n , исходя из которой рассчитывается напряжение на лампе u_l . Параметр $T(0)$ устанавливает начальное значение температуры лампы. Коэффициенты, используемые в модели, принимали следующие значения $k_g = 0,0472$, $k_T = 1,979$, $k_u = 1,073 \left[\frac{\text{Вт} \cdot \text{с}}{\text{К}} \right]$, $k_{охл} = 1004$.

Отличительной особенностью блок-схемы является наглядность протекания физических процессов в математической модели лампы.

Экспериментальные исследования проводились для схемы включения лампы ДРЛ 400 с индуктивным балластом (рис. 1). Измерения тока и мощности лампы осуществлялись комплектом К505, осциллограммы $u_n(t)$ и $i_n(t)$ фиксировались электронным осциллографом RIGOL 562M.

Результаты исследования и их анализ. При моделировании принимались следующие параметры: $U_c = 220 \text{ В}$, $f_{сети} = 50 \text{ Гц}$, $R_{ном} = 5 \text{ Ом}$, $L = 0,175 \text{ Гн}$, $i(0) = 0,01 \text{ А}$, $T(0) = 300 \text{ К}$.

На рис. 3, а показаны смоделированные зависимости напряжения u_n и тока i_n лампы от времени, на рис. 3, б показаны осциллограммы $u_n(t)$ и $i_n(t)$, полученные экспериментально при питании лампы током промышленной частоты.

Из рис. 3 видно, что на частоте 50 Гц форма напряжения $u_n(t)$ близка к трапециoidalной. Стабилизация тока лампы осуществляется индуктивным балластом. Использование индуктивного ПРА позволяет реализо-

вать режим без пауз тока (напряжение сети всегда больше напряжения переза зажигания). Низкая инерционность процессов возникновения и исчезновения носителей $u_n(\text{В})$; $i_n/30(\text{А})$

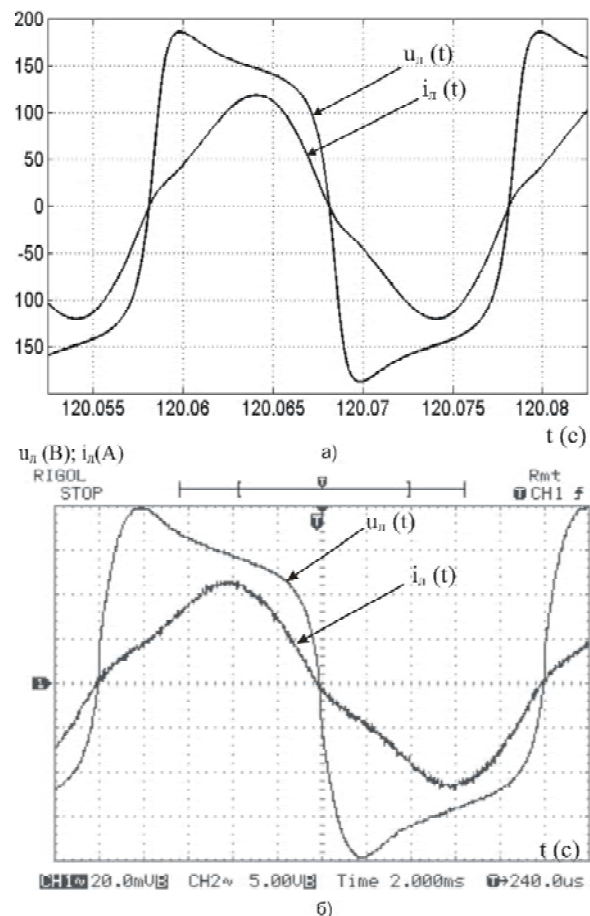


Рис. 3. Смоделированные зависимости напряжения u_n , тока i_n от времени: а) результаты экспериментальных исследований; б) для частоты 50 Гц (масштаб $i_n(t) - 2 \text{ А/дел}$, $u_n(t) - 50 \text{ В/дел}$)

зарядов приводит к тому, что при прохождении переменного тока промышленной частоты через газ отсутствует сдвиг фаз между током и напряжением на лампе. Дважды в течение периода происходит перезажигание лампы при прохождении тока через ноль.

На рис. 4, а показана динамическая вольт-амперная характеристика лампы, которая отражает зависимость изменения напряжения на лампе при изменении тока в электрической цепи – $u_a = f(i_a)$. На рис. 4, б показана ВАХ лампы ДРЛ 400, полученная экспериментально.

Анализ адекватности модели лампы при повышении частоты питающего напряжения

Исследовалась зависимость параметров модели от изменения частоты питающего напряжения. Как известно [7], при питании лампы током повышенной частоты в кривой напряжения $u_a(t)$ отсутствует перезажигание лампы каждые полпериода. Это поясняется тем, что при уменьшении мгновенного значения тока снижается скорость рекомбинации носителей заряда и плазма не успевает деионизироваться к моменту перезажигания. Форма напряжения на лампе практически синусоидальная. Т. к. концентрация носителей заряда, которая определяет проводимость, не успевает измениться в течение полупериода, пульсации проводимости лампы уменьшаются, текущее значение проводимости приближается к своему среднему. При повышении ча-

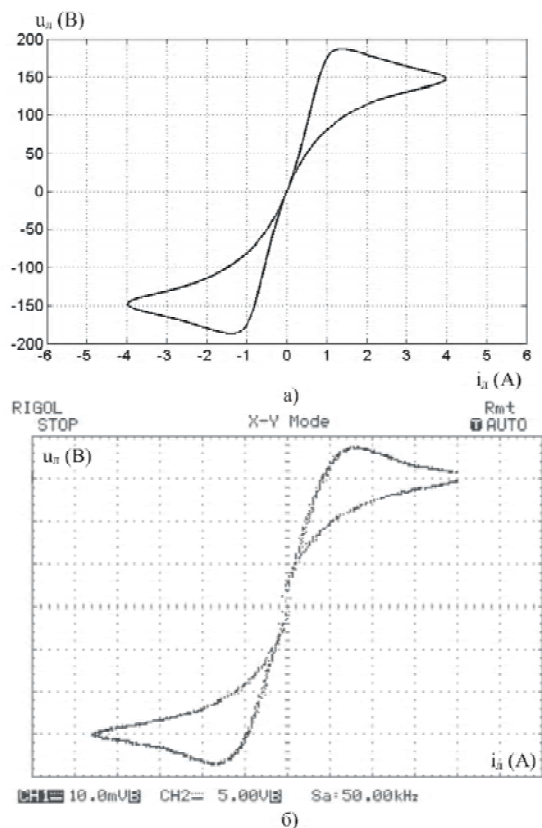


Рис. 4. Смоделированные зависимости напряжения u_a от тока i_a : а) результаты экспериментальных исследований; б) для частоты 50 Гц (масштаб по x – 1 А/дел, по y – 50 В/дел)

стоты питающего напряжения пульсации проводимости лампы при моделировании уменьшаются с 0,022 См до 0,002 См.

Источник питания высокой частоты представлялся как генератор сигналов с регулируемой амплитудой, частотой и формой сигнала.

На рис. 5 показаны временные диаграммы $u_a(t)$, $i_a(t)$ при питании лампы от источника прямоугольного напряжения частоты 15 кГц.

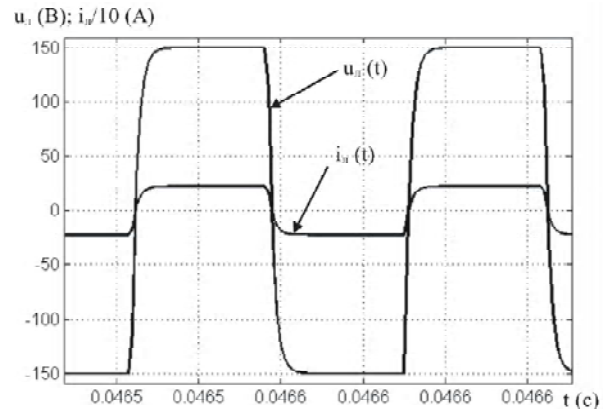


Рис. 5. Смоделированные зависимости напряжения u_a , тока i_a от времени при питании от источника прямоугольного напряжения частоты 15 кГц

ВАХ газоразрядных ламп при питании высокочастотным током существенно отличаются от таковых при питании током промышленной частоты. На высокой частоте газоразрядная лампа представляет собой омическое сопротивление, ее ВАХ преобразуются в прямую линию. Исследование адекватности модели подтвердило известный факт, что на повышенной частоте действующее значение напряжения на разряде несколько ниже, чем при питании на частоте сети. Это явление объясняется тем, что при приближении формы напряжения к синусоидальной увеличивается коэффициент мощности лампы и, соответственно, уменьшается действующее значение напряжения. На рис. 6 показаны временные диаграммы $u_a(t)$, $i_a(t)$, ВАХ модели лампы при изменении частоты питающего напряжения в диапазоне от 500 Гц до 10 кГц.

Выводы

1. Предложена математическая модель электрических параметров газоразрядной лампы и ее структурно-логическая схема, которая позволяет моделировать нагрузочные режимы в диапазоне частот 50 Гц–40 кГц с учетом нелинейной вольт-амперной характеристики. Погрешность между смоделированными и экспериментальными данными не превышает 5 %.

2. Разработанная математическая модель может использоваться в качестве нагрузки для исследования режимов электронных пускорегулирующих аппаратов с целью выбора их оптимальных параметров.

3. С целью расширения области использования предложенной математической модели для решения инже-

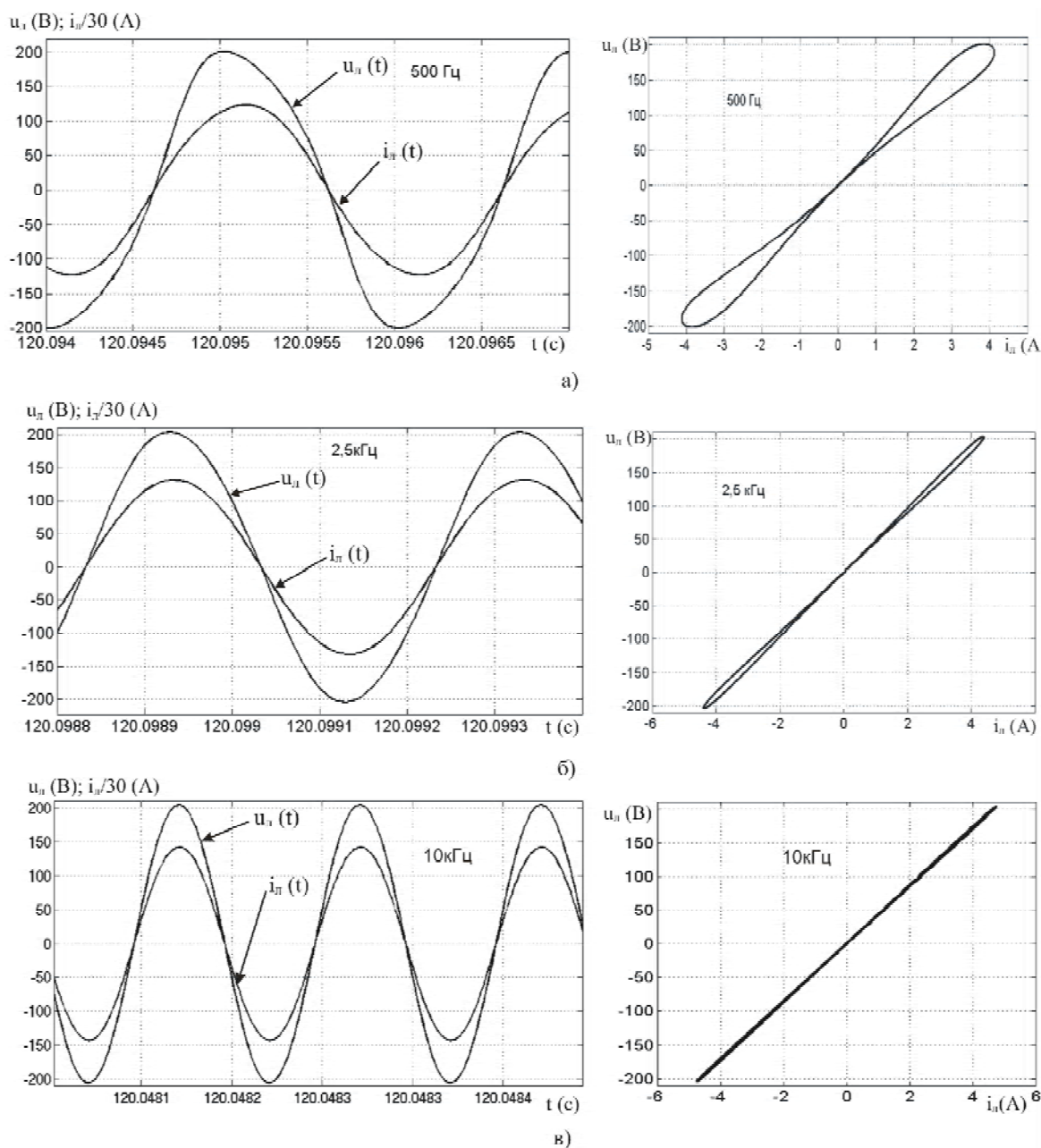


Рис. 6. Смоделированные зависимости напряжения u_n , тока i_n от времени для частот 500 Гц, 2,5 Гц, 10 кГц. Смоделированные зависимости напряжения u_n от тока i_n для частот 500 Гц, 2,5 Гц, 10 кГц

нерных задач целесообразно продолжить исследования в направлении учета переходных процессов в режимах разгорания лампы.

Список литературы

1. М. Shvartsas. A SPICE Compatible Model of High Intensity Discharge Lamps / М. Shvartsas, S. Ben-Yaakov // 30th IEEE power electronic specialists conference. – Vol. 2. – № 1. – 1999. – P. 1037–1042.
2. Поляков В. Д. Схемотехническое моделирование нелинейных резистивных инерционных нагрузок / Поляков В. Д. // Вестник МЭИ. – 2005. – № 2. – С. 93–101.

3. Клыков М. Е. Расчеты электрических цепей с разрядными лампами / Клыков М. Е., Краснополский А. Е., Соколов В. Б. // Светотехника. – 2002. – №2. – С. 2–4.
4. Клыков М. Е. Моделирование электрических цепей с натриевыми лампами высокого давления / Клыков М. Е., Корягин О. Г., Краснополский А. Е. // Светотехника. – 2003. – № 4. – С. 2–6.
5. J. Koprnicky. Electric Conductivity Model of Discharge Lamps / J. Koprnicky. Selfreport of the Ph. D. Thesis. – Liberec. – 2007. – 44 p.
6. P. R. Herrick. Mathematical models for High Intensity Discharge lamps / P. R. Herrick // IEEE Transaction on

power electronics. – 1980. – Vol. 16. – № 5. – P. 648–654.
 7. Краснопольский А. Е. Пускорегулирующие аппараты для разрядных ламп / А. Е. Краснопольский, В. Б. Соколов, А. М. Троицкий – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 207 с.
 8. Поляков В. Д. Моделирование электрической проводимости натриевой лампы высокого давле-

ния / Поляков В. Д., Обжерин Е. А. // Вестник МЭИ. – 2003. – № 4. – С. 86–91.
 9. Литвинов В. С. Разрядные источники оптического излучения (расчет и оптимизация параметров) / Литвинов В. С. – М.: Издательство МЭИ, 2000. – 156 с.

Поступила в редакцию 18.12.09 г.

Кончуковський Д. А. Моделювання електричних параметрів газорозрядної лампи високого тиску. *Запропоновано модель електричних параметрів газорозрядної лампи високого тиску з урахуванням нелінійної вольт-амперної характеристики та її структурно-логічну схему. Наведено результати моделювання та експериментальні дослідження.*
 газорозрядна лампа, високий тиск, математична модель, пускорегулювальний апарат, вольт-амперна характеристика

Konchukovskiy D. Modeling of High-Pressure Discharge Lamp electrical ratings.
A mathematic model of a high pressure gas discharge lamp for use in electronic ballast is presented. The model is based on the power balance equation and takes into account hysteresis appearance in V-I characteristic.
 high pressure gas discharge lamp, mathematic model, steady-state, ballast, V-I characteristic

УДК 621.359.537.3

В. В. Куш канд. техн. наук¹, Д. В. Журавлев²,
 А. И. Назаров канд. техн. наук³, М. А. Федотенко¹

¹Запорожский национальный технический университет

²Запорожский трансформаторный завод

³НИИ электроэнергетики

Комбинированное фильтрокомпенсирующее устройство

Предлагается схема комбинированного фильтрокомпенсирующего устройства. Основные достоинства фильтра заключаются в автоматическом изменении параметров компенсации высших гармоник с минимальными потерями электрической энергии при передаче реактивной мощности, а также в поддержании электрического напряжения в сети электропитания на определенном уровне.

фильтрокомпенсирующее устройство, высшие гармоники, потери электрической энергии, электрическое напряжение, реактивная мощность

Обеспечение надежной эксплуатации электрического оборудования распределительных сетей 6–10 кВ промышленных предприятий, питающих дуговые и рудотермические печи, тиристорные приводы в прокатном производстве металлургических заводов, однофазные тяговые нагрузки и другие резкопеременные электроприемники больших мощностей является актуальной проблемой. В указанных электрических сетях возникают резкопеременные потоки реактивной мощности; процессы генерации в сеть высших гармоник, прежде всего пятой, седьмой и одиннадцатой стандартных гармоник напряжения. Кроме того, возникают несимметричные токи и напряжения, что приводит к ухудшению параметров качества электрической энергии, а также к повышению электрических потерь и величины

внутренних напряжений [1]. Необходимость повышения качества питающего напряжения поставила перед авторами задачу разработать новую схему фильтрокомпенсирующего устройства, которое позволяло бы при передаче реактивной мощности автоматически осуществлять компенсацию указанных гармоник при минимальных потерях электрической энергии в сети.

Существуют стандартные схемы подстанций промышленных производств, питающих вентиляцию нагрузку с параллельно установленными на питающих шинах силовыми фильтрами только пятой гармоники напряжения [2]. Основными недостатками указанных схем при питании дуговых и рудотермических печей является невозможность необходимой выборочной компенсации технологически возникающих максималь-

© В. В. Куш, Д. В. Журавлев, А. И. Назаров, М. А. Федотенко 2010 г.

ных величин пятой, седьмой и одиннадцатой стандартных гармоник напряжения в процессах расплавления шихты или соответствующего конгломерата до выдачи готовой продукции указанными печами, что приводит к росту электрических потерь. Возникла необходимость производства и внедрения тиристорных компенсаторов реактивной мощности (ТКРМ) [3]. ТКРМ построены по схеме непрямо́й компенсации, когда источником опережающей реактивной мощности являются конденсаторные установки (КУ) силовых фильтров высших гармоник, а стабилизирующим и симметрирующим элементом – полупроводниковый стабилизатор мощности (ПСМ). ПСМ – это встречно-параллельно включенные тиристоры, которые вместе с компенсирующим реактором соединены по схеме треугольник. В цепях элементов ТКРМ широко применяются выключатели 6–10 кВ. Они работают в легких режимах и износ их контактных систем незначителен.

Однако в условиях эксплуатации комбинированные устройства токовой компенсации реактивной мощности и ПСМ обладают рядом существенных недостатков.

1. Технические требования последовательности включения силовых фильтров по возрастающим величинам гармоник и противоположной последовательности их отключения выполнимы только при плановых коммутациях, которые часто нарушаются.

2. При отклонении даже одного параметра индуктивности или емкости в любом фильтре нарушается токораспределение в фильтрах. Так, при отклонении индуктивности фильтра пятой гармоники на 15 % в сторону увеличения ток фильтруемой гармоники в фильтре уменьшается в несколько раз по сравнению с нормальным режимом резонансной настройки, т. е. качество фильтрации ухудшается.

3. При отклонении параметров указанных фильтров в одну и ту же сторону от резонансной настройки наблюдается значительная перегрузка обоих фильтров токами гармоник и существенное ухудшение фильтрации.

4. Тяжелые режимы работы фильтров возникают при отклонении их параметров от резонансной настройки в разные стороны. Появляется парадоксальная ситуация: фильтры, установленные специально для уменьшения тока фильтруемой гармоники в сети, при таком отклонении их параметров не только не уменьшают ток гармоники в сети, а даже увеличивают его, при этом сами фильтры существенно перегружаются током. Такое увеличение тока фильтруемой гармоники при присоединении к шинам подстанции параллельных фильтров называется режимом антифильтрации.

Что касается наличия фильтра третьей гармоники, то в нем не существует практической необходимости в связи с тем, что компенсация тока третьей гармоники достаточно эффективно осуществляется обмотками 6–10 кВ, питающими силовые трансформаторы, собранные по схеме замкнутого треугольника, а величина тока треугольника гармоники относительно других гармо-

ник незначительна, т. е. не возникает необходимость компенсации этой гармоники. В результате параллельная работа фильтров при реальных отклонениях их параметров от резонансной настройки сопровождается существенным ухудшением качества фильтрации, возникновением ненормальных режимов токораспределения фильтруемой гармоники и полным выходом из строя практически всех элементов.

Основные результаты работы

Разработанный фильтр [4] эффективно осуществляет индивидуальную компенсацию одной из наибольших – пятой, седьмой или одиннадцатой – гармоник, величина которых изменяется в процессе изменения технологических режимов, особенно в дуговых и рудотермических печах, и тока при нарушении нормальных условий эксплуатации промышленных электрических сетей, включая аварийные режимы.

Для этого (функциональная схема на рис. 1) комбинированный фильтр содержит индивидуальные высоковольтные силовые фильтры соответствующих частот (пятой, седьмой, одиннадцатой гармоник). Каждый из этих фильтров состоит из соединенных последовательно реактора с компенсатором, которые при помощи индивидуальных коммутационных аппаратов (контактор $ВМ_5$ – контакт K_5 ; контактор $ВМ_7$ – контакт K_7 , контактор $ВМ_{11}$ – контакт K_{11}) присоединяются непосредственно между каждой фазой высоковольтной сети и заземляющим контуром, состоящим из последовательно соединенных регулируемого реактора L_1 с необходимым количеством отпаяк с фазными короткозамыкателями K_5, K_7, K_{11} , высоковольтных контакторов, а также с первичной обмоткой трансформатора тока $ТА_1$. К низковольтным выводам $ТА_1$ присоединено реле тока $РТ$. Регулируемый реактор L_1 имеет три отпайки, что дает возможность настраивать фильтр на пятую, седьмую или одиннадцатую гармонику путем подключения его к шинам 6–10 кВ. Измерительная часть фильтра состоит из трансформатора тока $ТА_2$, низковольтная обмотка которого закорочена резистором R_1 и к которому присоединены низковольтные фильтры пятой, седьмой и одиннадцатой гармоник. Низковольтные комбинированные блоки высокочастотных фильтров соответствующих гармоник состоят из последовательно соединенных между каждой фазой и заземляющим контуром индуктивности емкости и двух резисторов (например, фильтр пятой гармоники – L_5, C_5, R_2, R_3). К резисторам подключены полупроводниковые выпрямители ($ВП_5, ВП_7, ВП_{11}$), от которых питаются реле постоянного тока ($РТ_5, РТ_7, РТ_{11}$), участвующие во включении соответствующих компенсаторов $ВМ_5, ВМ_7, ВМ_{11}$. В статье не приводится коммутационная часть схемы, обеспечивающая соответствующий выбор фильтра той или иной гармоники. Интересующихся этим вопросом просим связаться с кафедрой электропривода ЗНТУ, Запорожье.

Устройство работает следующим образом. При про-

хождении тока основной частоты и возникновении токов высших гармоник на шинах 6–10 кВ происходит их трансформация TA_2 и протекание тока через резистор R_1 . Пусть возник наиболее существенный ток пятой гармоники, который течет через фильтр L_5, C_5 , создавая падение напряжения $\Delta U_5 = I_5(R_2 + R_3)$, и вызывает протекание выпрямленного тока на катушке токового реле PT_5 . Реле своими контактами включает контактор

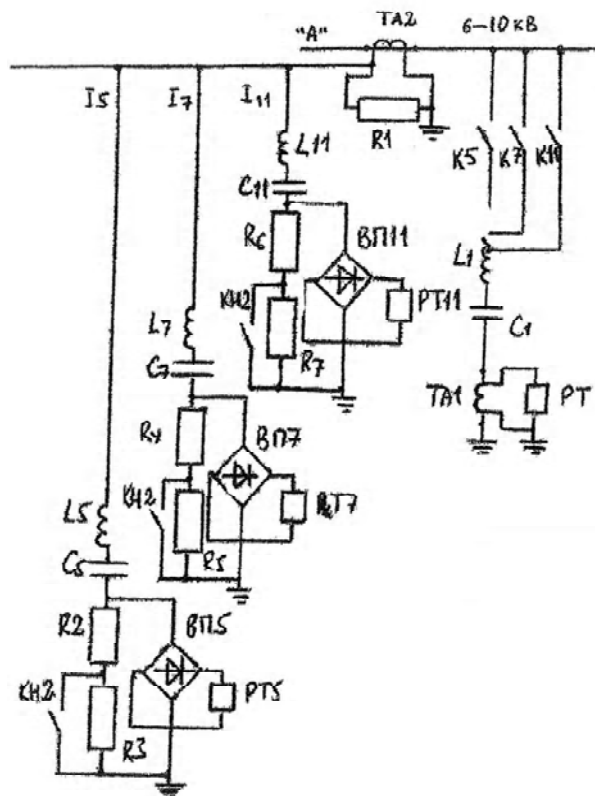


Рис. 1. Функциональная схема устройства

BM_5 , который в свою очередь своими силовыми контактами K_5 включает фильтр L_1-C_1 , настроенный на пятую гармонику. Включение BM_5 в течение всего времени протекания через фильтр L_1-C_1 максимального тока пятой гармоники до момента уменьшения его величины будет обеспечено соответствующей коммутационной схемой.

При появлении токов седьмой или одиннадцатой гармоник устройство работает аналогичным образом. В коммутационной схеме предусмотрены блокировки, не позволяющие одновременное срабатывание кон-

такторов BM_5, BM_7, BM_{11} , и автоматически перестраивающие фильтр на компенсацию большей по величине из указанных трех гармоник. В принципе при помощи дополнительных отпаек на L_1 можно компенсировать и более высокие гармоники, но в этом нет необходимости из-за их малой величины.

Выводы

Итак, предлагается схема комбинированного фальтровокомпенсирующего устройства. Функциональные взаимодействия между элементами фильтра обеспечивают оптимальные технико-экономические показатели работы электрических сетей при суточных графиках работы компенсирующего устройства. Графики работы фильтра изменяются с учетом конкретных режимов работы потребителей электрической энергии, в первую очередь, на основе анализа суточных графиков нагрузки промышленных производств. При этом обеспечиваются минимальные потери электрической энергии при передаче реактивной мощности и поддержании напряжения или его регулировании в зоне технически допустимых значений с учетом режимов работы энергосистемы. Схема фильтра достаточно просто реализуется в конкретных условиях производства.

Список литературы

1. Куц В. В. Устройство ограничения дуговых перенапряжений в сетях 6–10 кВ промышленных предприятий / В. В. Куц, А. И. Назаров, Д. В. Журавлев // Электротехника та електроенергетика. – 2005. – № 1. – С. 82–85.
2. Иванов В. С. Режимы потребления и качество электроэнергии систем электроснабжения промышленных предприятий / В. С. Иванов, В. И. Соколов – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 181 с.
3. Овчаренко А. С. Підвищення ефективності електропостачання промислових підприємств / А. С. Овчаренко, Д. І. Розінський – К.: Техніка, 1989. – 224 с.
4. Пат. 20681, Україна, (51) МПК (2007) h02J3/01. Комбінований фільтровокомпенсуючий пристрій / Журавльов Д. В., Куц В. В., Назаров А. І.: Замовник та власник Запорізький національний технічний університет №U2006 06556, дата подання 13.06.2006, дата публікації 15.02.2007. Бюл. №2.

Поступила в редакцию 11.02.10 г.

Куц В. В., Журавльов Д. В., Назаров А. І., Федотенко М. О. Комбінований фільтровокомпенсуючий пристрій.

Пропонується схема комбінованого фільтровокомпенсуючого пристрою. Основні переваги фільтра полягають в автоматичній зміні параметрів компенсації вищих гармонік з мінімальними втратами електричної енергії при передачі реактивної потужності, а також у підтримці електричної напруги у мережі електропостачання на певному рівні.

фільтровокомпенсуючий пристрій, вищі гармоніки, втрати електричної енергії, електрична напруга, реактивна потужність

Kushch V. V., Zhuravljov D. V., Nazarov A. I., Fedotenko M. A. Compound filter-compensating arrangement.

A new structure of a compound filter-compensating device is proposed. The developed filter advantages are: automatic variation of higher harmonics compensating parameters with minimal loss of electrical energy at reactive power transmission and electric voltage maintaining at a required level.

filter-compensating arrangement, night harmonics, losses of electrical energy, electric voltage, reactive power

До відома авторів

Журнал «Електротехніка та електроенергетика»-призначений для публікації найбільш значущих наукових і практичних результатів досліджень вчених вищих навчальних закладів і наукових організацій, розробок і продукції промислових підприємств.

Журнал занесено до переліку наукових видань України, у яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття вчених ступенів доктора і кандидата технічних наук. Підписний індекс журналу за каталогом Укрпошти 22913.

Основною метою журналу є пропаганда сучасних наукових та виробничо-практичних знань за вибраним напрямом. Основний зміст журналу вміщується в таких рубриках:

1. Електротехніка

1.1. Загальні питання електротехніки та електроенергетики.

1.2. Матеріали загального плану (методичні, навчальні розробки; історія електротехніки та енергетики; організація науково-дослідних, дослідно-конструкторських та проектних робіт, конференцій, симпозіумів, семінарів і т. д.).

1.3. Теоретична електротехніка (фізичні основи електротехніки, теорія електромагнітного поля, теорія електричних та магнітних ланцюгів).

1.4. Охорона праці (умови праці, техніка безпеки, електробезпека).

1.5. Електротехнічні матеріали, електричні конденсатори, дроти й кабелі.

Загальні питання, магнітні, напівпровідникові, надпровідникові, провідникові, діелектричні, електроізоляційні матеріали. Електричні ізолятори. Конденсатори. Дроти й кабелі.

1.6. Електромеханотроніка та електротранспорт.

1.6.1. Електричні машини й трансформатори.

1.6.1.1. Електричні машини (загальні проблеми, машини постійного та змінного струму, спеціальні).

1.6.1.2. Трансформатори та електричні реактори.

1.6.1.3. Електротехнічне обладнання спеціального призначення (термоядерних установок, прискорювачів, лазерів).

1.6.2. Електричні апарати високої та низької напруги.

1.6.3. Силова перетворювальна техніка (силові вентиляції; статичні перетворювачі; загальні питання; випрямлячі та ведені інвертори; перетворювачі постійної та змінної напруги, числа фаз; системи керування, захисту й діагностики; конструкції та силове обладнання).

1.6.4. Електропривод та автоматизація промислових установок (загальні проблеми, привод постійного та змінного струмів, комплексно автоматизований).

1.6.5. Електрообладнання транспорту (загальні питання; електротехнічне обладнання та електропостачання залізничного, міського, промислового транспорту; рухомого складу, нетягових навантажень, автомобілів, електромобілів, засобів безрейкового наземного електротранспорту; ракетно-космічних систем та літальних апаратів, суден).

1.7. Електротехнологія (електротермія, електрозварювальне устаткування, електротехнічне обладнання електротехнологічних установок).

1.8. Електрифікація сільського господарства та побуту.

1.8.1. Електрифікація й автоматизація сільського господарства (загальні питання, електропривод,

електропостачання, автоматизація, електронагрівальні установки, освітлення, випромінюючі прилади та установки).

1.8.2. Електрифікація побуту (електроприлади, системи опалення й гарячого водопостачання, вентиляції, кондиціювання повітря й холодопостачання, медична електротехніка).

1.9. Освітлення й електровипромінювальна техніка. Світлотехніка та інфрачервона техніка (загальні проблеми; стан та перспективи розвитку; фізичні та фізіологічні основи; методи та прилади для визначення характеристик джерел світла, світлових приладів та світлотехнічних матеріалів; джерела світла, прилади вмикання та керування; освітлювальні та світлові прилади й установки ультрафіолетового, видимого й інфрачервоного випромінювань).

2. Електроенергетика

2.1. Електросистеми та їх автоматизація: загальні питання; стан та перспективи розвитку, надійність, проектування, експлуатація, тарифи на електроенергію, режими, характеристики. Параметри й показники. Якість електроенергії. Автоматизація. Захист. Вимірювання електричних величин. Телемеханіка. Зв'язок.

2.2. Електричні станції. Підстанції й мережі: загальні питання. Проектування й будівництва електричної частини. Техніко-економічні розрахунки, схеми електричної частини, розподільчі пристрої й компонування; вибір монтажу, нормальні експлуатаційні режими. Ремонт та обслуговування, власні потреби; аварії, короткі замкнення та спеціальні режими; рухомі електричні станції й підстанції, установки аварійного та гарантованого живлення; повітряні електричні мережі та лінії електропередачі, їхні основні характеристики й параметри, конструктивні рішення, проектування й розрахунок, основні конструктивні елементи; будівництво і монтаж, експлуатація; кабельні електричні мережі та лінії, основні характеристики й параметри, проектування та розрахунок, основні та допоміжні конструктивні елементи, спорудження кабельних ліній, мереж, машин, механізми, інструменти; техніка високих напруг, загальні питання, ізоляція, перенапруги, заземлення та заземлювачі, лабораторії високих напруг та випробувальні стенди, електромагнітна сумісність в системах керування та зв'язку, електропостачання міст, промислових підприємств, житлових та громадських домів та споруд, проектування й експлуатація, електропостачання галузей промисловості, житлових та громадських споруд, електромонтажні роботи, виробни, матеріали.

2.3. Традиційні, нетрадиційні й альтернативні джерела електроенергії.

3. Критичні матеріали: статті, відзиви, рецензії, погляди і т. д. стосовно окремих публікацій за різними аспектами досліджень, вироблення, споживання, перетворення і т. д. електрики та електроенергії; перспективні задачі, вибір напрямів у дослідженнях, розробках, застосуванні електрики, захисті електричних пристроїв та систем, охороні праці та навколишнього середовища; матеріали з різними підходами та поглядами відносно методики розрахунку, конструювання, оцінки економічної ефективності електричних пристроїв та систем; статті та погляди різних авторів відносно термінології, визначень, державних стандартів, норм і т. і., які стосуються електрики та її використання.

Редакція сподівається на активну участь кореспондентів (авторів) у кожному виданні. В теперішній час журнал видається два рази на рік. Зі збільшенням потоку статей періодичність виходу журналу буде збільшуватись (до 3-4 номерів на рік).

ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ

На початку статті автори обов'язково пояснюють актуальність досліджуваних питань та об'єктивно викладають їх існуючий стан (у тому числі з посиланням на джерела, видані не пізніше п'яти років тому), а також формулюють мету статті. У змісті статті лаконічно та доведено наводяться використані авторами припущення, методи, підходи та сутність одержаних наукових результатів, доводиться їхня достовірність. У висновках коротко формулюються найважливіші наукові результати та положення, одержані у статті.

Статті приймаються підготовленими у редакторі Word for Windows (v.6 і вище).

Параметри сторінки:

- розмір сторінки – А4 (210x297);
- орієнтація – книжна;
- шрифт – Times New Roman Cyr, розмір - 12 pt;
- міжрядковий інтервал – 1,5;
- поля – 20 мм.

Структура статті

Послідовність розміщення матеріалу статті: індекс УДК, місто та повна назва установи, в якій працює автор; прізвище та ініціали автора(ів), назва статті, анотація та ключові слова трьома мовами: російською, українською та англійською; текст статті, список літератури. Рукопис статті має бути підписаний всіма авторами. Наявність анотації обов'язкова.

Текст статті: приймаються статті російською, українською і англійською мовами. Розмір статті складає (4–14) сторінок (у тому числі, не більше 5 рисунків).

У статті необхідно уникати зайвої деталізації, проміжних формул і висновків, громіздких математичних виразів; не слід наводити відомі факти, повторювати зміст таблиць і ілюстрацій у тексті. Текст статті не повинен мати рукописних виправлень і позначок. Стаття не повинна вміщувати граматичних або інших помилок, а також - повинна відповідати тематиці журналу «Електротехніка та електроенергетика» й вимогам ВАК щодо фахових видань.

Анотація

Об'єм анотації не повинен перевищувати 40 слів.

Ілюстрації

Ілюстрації подають на окремих листах та у окремих файлах (формат .TIF з роздільною здатністю не менш 200 dpi, двоколірні або напівколірні (у градаціях сіро-

го), .PCX, .BMP). Ілюстрації нумерують та підписують унизу. Якщо ілюстрації вставлено у документ Word, подати окремі файли з ними. Мінімальний розмір фотографій 6x5 см.

ВИКОНАННЯ ІЛЮСТРАЦІЙ РЕДАКТОРОМ MICROSOFT WORD (А ТАКОЖ ІНШИМИ РЕДАКТОРАМИ), ТА ВСТАВКА ЇХ БЕЗПОСЕРЕДНЬО У ТЕКСТ СТАТТІ НЕ ДОЗВОЛЯЄТЬСЯ.

Таблиці

Таблиці мають бути розраховані на ширину колонки (8,5 см), або на ширину сторінки. Таблиці повинні містити лише необхідну інформацію.

Формули

Формули виконуються за допомогою убудованого у Word for Windows редактора Microsoft Equation. Їх нумерують у дужках праворуч:

$$Z(\Theta) = 10 \log \left(\frac{\bar{y}^2}{s^2} \right). \quad (3)$$

Бажано, щоб ширина формули не перевищувала 8 см. Формули більшого розміру записують декількома рядками.

Перелік посилань

Перелік посилань у кінці рукопису подається мовою оригіналу згідно з послідовністю посилання в тексті статті та вимогами відповідного ДСТУ. Посилання на літературу у тексті позначаються цифрою у квадратних дужках.

У довідці про авторів необхідно навести прізвища, ім'я, та по батькові (повністю), місто роботи, посаду, вчений ступінь, адресу, номери телефонів, e-mail. Необхідно вказати, з ким вести переговори у разі необхідності.

У редакцію журналу необхідно подати:

- 1). роздруковану статтю у 2-х примірниках;
- 2). експертний висновок про можливість опублікування;
- 3). довідку про авторів;
- 4). диск CD-RW з текстом статті, файлами ілюстрацій, довідкою про авторів. Дозволяється замість пред'явлення дискети направити зазначені файли електронною поштою на адресу редакційно-видавничого відділу. Файл статті називати прізвищем першого автора (латинськими літерами).

Гонорар авторам не сплачується, рукописи, дискети, коректура та відбитки статей авторам не надсилаються. Редакція залишає за собою право на літературну редакцію та скорочення тексту статті без повідомлення авторів.

СТАТТІ, ЯКІ НЕ ЗАДОВОЛЬНЯЮТЬ ВКАЗАНИМ ВИМОГАМ, НЕ РОЗГЛЯДАЮТЬСЯ.

Адреса редакції: 69063, м. Запоріжжя, вул. Жуковського, 64, ЗНТУ, редакція журналу.
Тел.: (061) 7-698-296 – редакційно-видавничий відділ.
E-mail: rvv@zntu.edu.ua

Наукове видання

Електротехніка та електроенергетика №1/2010

науковий журнал

Головний редактор
Заст. гол. редактора

д.т.н., професор
к.т.н., доцент

Потапенко Е. М.
Байша О. І.

Оригінал-макет підготовлено у редакційно-видавничому відділі ЗНТУ

Комп'ютерна верстка
Редактор англійських текстів

Рибалка І. С.
Войтенко С. В.

Підписано до друку 09.02.2010. формат 60×84/8, 10 др. арк.
Тираж 300 прим. Зам. № 264
69063 м. Запоріжжя, ЗНТУ, друкарня, вул. Жуковського, 64

Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи до державного реєстру видавців, виготівників
і розповсюджувачів видавничої продукції від 27.12.2005 р., серія ДК № 2394